

**Jair Adriano Lima Silva**

**Transmissão de Sinais OFDM com Envelope  
Constante em Sistemas Ópticos IMDD**

Vitória, ES

2011

**Jair Adriano Lima Silva**

# **Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD**

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Eduardo V. Segatto

Co-Orientador: Prof. Dr. Adolfo V. T. Cartaxo (IT-IST, Lisboa, Portugal)

**Tese de Doutorado**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

CENTRO TECNOLÓGICO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Vitória, ES

2011

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

S586t Silva, Jair Adriano Lima, 1977-  
Transmissão de sinais OFDM com envelope constante em  
sistemas ópticos IMDD / Jair Adriano Lima Silva. – 2011.  
130 f. : il.

Orientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.

Coorientador: Adolfo Visitação Tregeira Cartaxo.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade  
Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Engenharia. 2. Telecomunicações. 3. Comunicações  
ópticas. 4. Modulação (Eletrônica). 5. OFDM. I. Segatto, Marcelo  
Eduardo Vieira. II. Cartaxo, Adolfo da Visitação Tregeira. III.  
Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV.  
Título.

CDU: 621.3

---

**JAIR ADRIANO LIMA SILVA**

**TRANSMISSÃO DE SINAIS OFDM COM ENVELOPE CONSTANTE EM  
SISTEMAS ÓPTICOS IMDD**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 22/05/2011.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

---

Prof. Dr. Adolfo V. T. Cartaxo  
Instituto Superior Técnico de Lisboa  
Co-orientador

---

Prof. Dr. Moisés Renato Nunes Ribeiro  
Universidade Federal do Espírito Santo

---

Profa. Dra. Maria José Pontes  
Universidade Federal do Espírito Santo

---

Prof. Dr. Andres Pablo Lopez Barbero  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes  
Universidade de Campinas





*Dedico esta Tese a minha Linda e Meiga Esposa Soraia Almeida Batista Lima Silva, aos meus queridos Pais Domingos João Silva e Joana Baptista Lima e a toda a familia Lima Silva.*

# *Agradecimentos*

Agradeço a DEUS por permitir-me vivenciar mais esta Graça ao lado das pessoas que tanto amo.

Agradeço ao meu Professor Marcelo Eduardo Oliveira Segatto pelas orientações fundamentais à conclusão desta Tese de Doutorado. Muito obrigado pela atenção e paciência dispensadas ao longos de mais de 10 anos de convivência.

Especiais agradecimentos à para a minha querida Esposa Soraia Almeida Batista Lima Silva. Nem com um milhão de palavras eu conseguiria descrever a felicidade que sinto em tê-la sempre ao meu lado.

Demais agradecimentos vão para:

- o Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq) pela bolsa de estudos concedida durante todo o período em que dediquei-me a este trabalho;
- a equipe do Labtel (Laboratório de Telecomunicações) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES, pela amizade e companheirismo;
- os professores Moisés Ribeiro e Maria José por compartilharem comigo parte valiosa de seus conhecimentos.
- o professor Adolfo V. T. Cartaxo e sua equipe da IT-IST de Lisboa pela relevante contribuição científica reservada a este trabalho;
- os amigos da família Almeida Batista de Oliveira pelos momentos de alegria vivenciados até o presente momento;
- os amigos Caboverdiano-Capixabas pelos momentos de diversão e integração.
- os professores dos Departamentos de Engenharia Elétrica da UFES e do IFES.

*“O amor é benigno;  
O amor não é invejoso;  
O amor não se vangloria, não se ensoberbece, mas se regozija com a verdade;  
Tudo sofre, tudo crê, tudo espera, tudo suporta.  
**I Coríntios 01:04-07***

# Resumo

A aplicação da técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em sistemas de comunicação óptica de altíssimas taxas de transmissão desperta curiosidades principalmente pela sua capacidade em compensar eletronicamente os efeitos das dispersões cromática CD (*Chromatic Dispersion*) e de polarização de modo PMD (*Polarization Mode Dispersion*) em enlaces de fibra SMF (*Single-Mode Fiber*) de longo alcance. Entretanto, assim como nas transmissões sem fio, técnicas de redução do alto valor da razão entre a potência máxima e a média PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) inerente aos sinais multiportadoras OFDM tornam-se necessárias para reduzir as restrições impostas pelas não linearidades oriundas da polarização de moduladores ópticos Mach-Zehnder (MZM) e dos níveis de potência de sinal na fibra.

Apresenta-se neste trabalho uma proposta de transmissão de dados em sistemas ópticos de modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity-Modulation Direct-Detection*) que emprega sinais OFDM com envelope constante CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*) para combater não linearidades causadas por altos valores de PAPR. Denominado DDO-CE-OFDM (*Direct-Detected Optical Constant Envelope OFDM*), este sistema minimiza os efeitos das distorções não lineares inseridas pelo modulador externo MZM e pela fibra SMF, oriundas da transmissão de sinais OFDM com elevados níveis de potência nas comunicações DDO-OFDM (*Direct-Detected Optical OFDM*) convencionais. Os resultados de simulação computacional da transmissão de sinais OFDM com envelope constante e  $\text{PAPR} = 3 \text{ dB}$  a  $10 \text{ Gb/s}$ , com 768 subportadoras mapeadas em 16-QAM (quadrature amplitude modulation) e ocupando uma banda de  $3.54 \text{ GHz}$ , ilustraram a capacidade do sistema proposto em melhorar o compromisso entre a polarização do modulador MZM e a sensibilidade do receptor óptico ao minimizar os efeitos das distorções de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*). Resultados de ensaios laboratoriais obtidos mediante montagem experimental de um sistema DDO-CE-OFDM em configuração *back-to-back* a  $1.4 \text{ Gb/s}$  em  $500 \text{ MHz}$  de banda e com 384 subportadoras mapeadas em 16-QAM comprovaram aplicabilidade da proposta.

Para combater os efeitos da automodulação de fase SPM (*Self-Phase Modulation*) provenientes da propagação de sinais multiportadoras OFDM pela fibra no regime não linear modificações tais como a polarização óptica e equalização no domínio da frequência foram efetuadas no sistema proposto. Resultados de simulação resultantes da transmissão de sinais CE-OFDM com índice de modulação de fase elétrica  $2\pi h = 2$ , a  $10 \text{ Gb/s}$  com 1023 subportadoras mapeadas em 16-QAM e ocupando uma banda de  $2.66 \text{ GHz}$ , ilustraram a robustez do mesmo ao aumentar os níveis de potência de sinal inserido em um enlace de  $960 \text{ km}$  de fibra SMF (*Single-Mode Fiber*) padrão sem compensação óptica de dispersão.

# *Abstract*

Orthogonal frequency division multiplexing has recently received a special attention in high bit rate long-haul optical transmission systems as an effective technique that eliminates all inter-symbol interference caused by chromatic and polarization mode dispersions by electronic dispersion compensation methods. However, like in wireless communications context, peak-to-average power ratio (PAPR) reduction techniques are also required because of the distortions caused by nonlinear devices such as Mach-Zehnder optical modulators and the nonlinear fiber impairments generated by the inherent large PAPR of OFDM signals, the main drawback of this kind of optical transmissions.

A new PAPR reduction technique based on a constant envelope orthogonal frequency division multiplexing (CE-OFDM) approach to mitigate Mach-Zehnder and fiber induced nonlinearities in direct-detection optical OFDM (DDO-OFDM) systems is proposed in this thesis. Simulation results obtained by transmission of constant envelope OFDM signals with  $\text{PAPR} = 3 \text{ dB}$  through the DDO-CE-OFDM (direct-detection optical - constant envelope - OFDM) system at 10 Gb/s, with 768 subcarriers mapped on 16-QAM (quadrature amplitude modulation) at 3.54 electrical bandwidth illustrated the capacity of the proposed technique to improves the tradeoff between MZM polarization and optical receiver sensitivity. The experimental results of the DDO-CE-OFDM setup in a back-to-back configuration at 1.4 Gb/s using 384 subcarriers mapped on 16-QAM in a bandwidth of 500 MHz proofs its applicability.

Simulation results show that the proposed 10 Gb/s DDO-CE-OFDM system, with optical polarization and frequency domain equalizer (FDE), using 16-QAM, 2.66 GHz signal bandwidth and electrical phase modulation index  $2\pi h = 2$  outperforms DDO-OFDM systems as it increases fiber nonlinearity tolerance in 960 km of standard single-mode fiber link without optical dispersion compensation.

# *Sumário*

## **Lista de Figuras**

## **Lista de Tabelas**

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>23</b>
1.1	Objetivo Geral . . . . .	25
1.2	Objetivos Específicos . . . . .	25
1.3	Principais Contribuições . . . . .	26
1.4	Organização da Tese . . . . .	26
1.5	Lista de Publicações . . . . .	27
<b>2</b>	<b>Modulação Multiportadora</b>	<b>29</b>
2.1	Histórico . . . . .	29
2.2	Concepção Básica . . . . .	31
2.3	Configuração do Sistema Multiportadora . . . . .	32
2.3.1	Modelo de Transmissão . . . . .	33
2.3.2	Modelo de Recepção . . . . .	35
2.4	A Multiplexação OFDM . . . . .	36
2.4.1	Transmissor OFDM . . . . .	37
2.4.2	Receptor OFDM . . . . .	40
2.4.3	Extensão Cíclica . . . . .	41
2.5	Desafios da Modulação Multiportadora . . . . .	43

<b>3</b>	<b>PAPR de Sinais OFDM</b>	<b>48</b>
3.1	Definição do Parâmetro PAPR . . . . .	48
3.2	Sinais OFDM com Simetria Hermitiana . . . . .	49
3.3	Ceifamento de Pico . . . . .	51
3.4	CE-OFDM . . . . .	54
3.4.1	Concepção Básica . . . . .	54
3.4.2	Propriedades do Sinal CE-OFDM . . . . .	56
3.4.3	Desempenho de sistemas CE-OFDM em canais AWGN . . . . .	57
<b>4</b>	<b>OFDM em Sistemas Ópticos</b>	<b>62</b>
4.1	DDO-OFDM e CO-OFDM . . . . .	62
4.2	OFDM em sistemas Ópticos IMDD . . . . .	67
4.3	Projeto de parâmetros OOFDM . . . . .	71
4.4	Polarização do Modulador Óptico . . . . .	75
4.4.1	Polarização Elétrica . . . . .	75
4.4.2	Polarização Óptica . . . . .	80
<b>5</b>	<b>CE-OFDM em Sistemas IMDD</b>	<b>82</b>
5.1	Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM . . . . .	82
5.2	Efeitos do Índice de Modulação de Fase $h$ . . . . .	83
5.3	Polarização do MZM e Índice de Modulação OMI . . . . .	87
5.4	Desempenho OSNR por OMI . . . . .	91
5.5	Tolerância à Dispersão Cromática . . . . .	92
5.6	Montagem Experimental . . . . .	94
5.6.1	Resultados Experimentais . . . . .	95
<b>6</b>	<b>DDO-CE-OFDM no Combate a Não Linearidades da Fibra</b>	<b>98</b>
6.1	Propagação em Regime Não Linear na Fibra . . . . .	99



6.2	A Automodulação de Fase SPM . . . . .	101
6.3	Sistema DDO-CE-OFDM Simulado . . . . .	102
6.3.1	Escolha do Parâmetro CSPR Ótimo . . . . .	103
6.3.2	Evolução do Parâmetro PAPR ao Longo da Fibra . . . . .	106
6.4	Análise de Resultados de Simulação . . . . .	107
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>114</b>
	<b>Referências</b>	<b>117</b>
	<b>Apêndice A – Ortogonalidade das Subportadoras OFDM</b>	<b>122</b>
	<b>Apêndice B – Descrição Matemática de um Sinal OFDM</b>	<b>125</b>
	<b>Apêndice C – Cálculo do Máximo PAPR de Sinais OFDM</b>	<b>127</b>
	<b>Apêndice D – Função Característica do MZM usado nos Experimentos</b>	<b>128</b>
	<b>Apêndice E – Termos e Definições</b>	<b>130</b>

# *Lista de Figuras*

1	Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora. . . . .	31
2	Divisão do espectro de frequências em $N$ subcanais . . . . .	32
3	Configuração de um transmissor multiportadora. . . . .	33
4	Configuração de um receptor multiportadora. . . . .	35
5	Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras. . . . .	37
6	Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada. . . . .	39
7	Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 6 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro <i>Butterworth</i> de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central $f_c \approx 91$ MHz. . . . .	39
8	Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou $N = \frac{L}{2}$ subsímbolos OFDM na entrada do bloco <i>Demap</i> . . . . .	41
9	Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI. . . . .	42
10	Sistema OFDM básico. . . . .	44
11	Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em $\Delta_f$ (sem ICI) e espaçadas em $\Delta_f + \delta_f$ (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais. . . . .	45
12	Degradação na SNR devido ao desvio de frequência para $\Delta_f = 312.5 KHz$ . . . . .	46

13	Função densidade acumulada complementar (CCDF) da PAPR do transmissor OFDM simulado para $N = 256, 1024$ e $2048$ subportadoras mapeadas em 16-QAM. A curva de aproximação analítica refere-se à aproximação exponencial definida em (NEE; WILD, 1998). A imagem interna ilustra a função densidade de probabilidade (PDF) de um sinal OFDM de $N = 1024$ subportadoras, onde a variável Dados representa a amplitude dos coeficientes do sinal OFDM. . . . .	51
14	Alargamento espectral produzido pelo ceifamento de pico de sinais multiportadoras OFDM. . . . .	52
15	EVM versus SNR do sistema OFDM sob efeito do <i>clipping</i> . A curva de referência típica para transmissão em canais com ruído AWGN apenas define a relação entre a EVM e a SNR dada por $EVM \approx \left[\frac{1}{SNR}\right]^{\frac{1}{2}}$ . . . . .	53
16	Formas de onda de sinais OFDM e CE-OFDM em banda passante. . . . .	55
17	Concepção básica da técnica CE-OFDM. . . . .	55
18	Densidade espectral de potência de sinais OFDM e CE-OFDM para $2\pi h = 0.4, 0.8, 2.0$ . A portadora elétrica dos sinais CE-OFDM é representada pelas raias espectrais localizadas em $f_c = 5.3$ GHz. . . . .	57
19	Sistema CE-OFDM simulado em um canal com ruído AWGN. . . . .	58
20	Desempenho BER versus $h$ e EVM versus $h$ do sistema CE-OFDM em um canal com ruído aditivo AWGN. Os desempenhos $EVM = -10$ e $-15$ dB oriundos da transmissão de sinais OFDM em canais com ruído AWGN apenas foram obtidos para $SNR = 10$ e $15$ dB respectivamente. . . . .	60
21	Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta DDO-OFDM típico. CW - <i>Continuous Wave</i> , MZM - <i>Mach-Zehnder Modulator</i> , FO - Filtro Óptico, SSB - <i>Single-Side Band</i> , AO - Amplificador Óptico, ASE - <i>Amplified Spontaneous Emission</i> , PD - <i>Photodetector</i> . . . . .	63
22	Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção coerente CO-OFDM típico. a) Receptor Heteródino. b) Receptor Homódino. CW - <i>Continuous Wave</i> , MZM - <i>Mach-Zehnder Modulator</i> , FO - Filtro Óptico, SSB - <i>Single-Side Band</i> , AO - Amplificador Óptico, ASE - <i>Amplified Spontaneous Emission</i> , LO - <i>Local Oscillator</i> . . . . .	64

23	Espectros óptico e elétrico de sinais OFDM nas detecções direta e coerente Homódino. Recomenda-se reservar uma banda de guarda $B_G$ no mínimo igual a largura de banda do sinal $B_w = B$ . SSB - <i>Single-Side Band</i> , LO - <i>Local Oscillator</i> , PD - <i>Photodetector</i> . . . . .	66
24	Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM I. A geração de sinais OFDM com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o <i>Zero Padding</i> . <i>IFFT</i> - <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> , <i>CP</i> - <i>Cyclic Prefix</i> , <i>P/S</i> - Conversão Paralelo para Serial, DAC - <i>Digital-to-Analog Converter</i> , ADC - <i>Analog-to-Digital Converter</i> , <i>S/P</i> - Conversão Serial para Paralelo, <i>FFT</i> - <i>Fast Fourier Transform</i> , $CP^{-1}$ - Remoção do CP. . . . .	68
25	Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM II. A geração dos sinais OFDM com coeficientes reais e da banda guarda é realizada com a modulação analógica adicional. OL - Oscilador Local, <i>Re</i> - parte Real, <i>Im</i> - parte Imaginária, <i>I</i> - <i>In-phase</i> , <i>Q</i> - <i>Quadrature</i> . . . . .	69
26	Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM III. Neste são gerados sinais OFDM com coeficientes complexos e a banda de guarda implementada pelo <i>zero padding</i> . . . . .	70
27	Curvas de tolerância à dispersão em km de fibra SMF ( $D = 16$ ps/nm/km) para projeto de $T_g$ e $T_s$ em sistemas OOFDM para as taxas de transmissão (a) $R_b = 10$ Gb/s e (b) 40 Gb/s, com $M = 16$ e $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ . . . . .	73
28	Transmissão de sinais OFDM em $L = 1000$ km de fibra com $D = 16$ ps/nm.km e atenuação $\alpha = 0.2$ dB/km, de um sistema DDO-OFDM. (a) Curvas para projeto dos parâmetros $T_g$ e $T_s$ para um determinado comprimento de fibra. (b) Diagramas de constelação antes e depois da equalização em 1000 km de fibra SMF. (c) Diagramas de constelação depois da equalização para $T_g = 0.74$ e 1.6 ns em 2000 km de fibra SMF padrão. (d) Espectro óptico de potência do sinal DDO-OFDM SSB na entrada da fibra. (e) Espectro elétrico de potência do sinal na saída do Fotodetector. . .	74
29	Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder. . . . .	77
30	Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo. . . . .	78

31	Desempenho EVM e BER do sistema DDO-OFDM para diferentes valores de OMI e polarização do MZM. . . . .	79
32	Relação potência de sinal e potência de ruído ópticas OSNR para $BER = 1 \times 10^{-3}$ em diversos valores de CSPR. . . . .	81
33	Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM proposto em configuração <i>back-to-back</i> . O conversor digital para analógico DAC ( <i>Digital-to-Analog Converter</i> ) de um gerador de onda arbitrário AWG ( <i>Arbitrary Waveform Generator</i> ) provê ao MZM um sinal CE-OFDM de banda lateral dupla DSB ( <i>Double-Side Band</i> ). Um conversor ADC ( <i>Analog-to-Digital Converter</i> ) de um osciloscópio digital DSO ( <i>Digital Sampling Oscilloscope</i> ) captura o sinal proveniente do fotodetector PD ( <i>Photodetector</i> ). . . . .	83
34	a) Desempenho EVM e BER versus índice de modulação de fase $h$ do sistema DDO-CE-OFDM proposto em configuração <i>back-to-back</i> . b) e c) Espectro de potência dos sinais CE-OFDM para índices $2\pi h = 0.2$ e $0.9$ respectivamente. d) e e) Respetivos diagramas de constelação obtidos na recepção. . . . .	84
35	Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação de fase $h$ do sistema DDO-CE-OFDM proposto com ruído AWGN simulando o efeito ASE. . . .	86
36	Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação óptico OMI do sistema DDO-CE-OFDM proposto, para diferentes polarizações do MZM. A Figura interna ilustra o desempenho EVM por OMI na configuração <i>back-to-back</i> óptico. . . . .	88
37	Densidade espectral de potência de sinais DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM na saída do fotodetector, para diferentes valores de $V_{bias}$ e OMI. . . . .	89
38	Comparação dos desempenhos EVM e BER por OMI dos sistemas DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM para $OSNR = 15$ dB e $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ . . . . .	90
39	OSNR por OMI do sistema DDO-CE-OFDM para $BER = 10^{-3}$ . . . . .	92
40	Esquema de simulação utilizado na transmissão de sinais OFDM ópticos com envelope constante em enlaces de fibra SMF. Os blocos de remoção de prefixo cíclico e de equalização são omitidos por questão de simplificação. .	93

41	Tolerância à dispersão cromática do sistema DDO-OFDM convencional e do sistema proposto DDO-CE-OFDM, medida pelos desempenhos BER e EVM em dB e % por comprimento de fibra SMF. . . . .	93
42	Montagem experimental do sistema DDO-CE-OFDM proposto. O circuito de inserção de ruído insere ruído ASE no <i>link</i> óptico e disponibiliza o sinal na saída do EDFA com $OSNR \approx 32$ dB. . . . .	94
43	Resultado experimental da transmissão de sinais CE-OFDM em sistemas ópticos IMDD. a) Representação temporal de parte do sinal CE-OFDM gerado (entrada do MZM), b) Densidade espectral de potência do sinal 10° sinal CE-OFDM recebido, c) Diagrama de constelação das subportadoras que compõem os 100 símbolos recebidos, d) Desempenho EVM por OMI obtidas do sistema DDO-CE-OFDM experimentado. . . . .	96
44	Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM com equalização no domínio da frequência. Para conceber a polarização óptica, a portadora óptica é inserida no domínio óptico após o filtro BPF ( <i>Bandpass Filter</i> ). . . . .	102
45	OSNR requerido para uma $BER = 10^{-3}$ em função do parâmetro CSPR. .	104
46	(a) Espectro de sinais OFDM e CE-OFDM gerados com $N_s = 64$ subportadoras de dados mapeadas em 16-QAM. (b) Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em canais AWGN. ( $N_{FFT} = 2048$ , $N_s = 1023$ subcarriers, 16-QAM e fator de superamostragem $J = 4$ ). . . . .	105
47	PAPR em função do comprimento do enlace óptico para sistemas DDO-OFDM convencionais e para o sistema DDO-CE-OFDM em diferentes índices de modulação de fase elétrica $h$ . . . . .	106
48	Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 80 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB. . . . .	108
49	Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 160 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB. . . . .	109
50	Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 240 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB. . . . .	110

51	Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 960 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. . . . .	112
52	BER em função da OSNR após propagação não linear através de 960 km de SMF padrão sem compensação de dispersão, para a potência óptica de entrada na fibra $P_{in} = 8$ dBm. . . . .	113
53	Sobreposição espectral. Observe que a largura de banda de cada subcanal diminui 50% com a sobreposição. $\Delta_f = \frac{1}{T_N} = B_N$ . . . . .	123
54	a) Esquema de medição da função de transferência de potência do modulador óptico. b) Mach-Zehnder usado nos experimentos. . . . .	129
55	Funções de transferência de potência medida (linha contínua) e teórica (pontilhado) do modulador óptico Mach-Zehnder utilizado nos experimentos. A equação da curva teórica é mostrada no interior da figura. . . . .	129

# *Lista de Tabelas*

1	Sumário dos parâmetros básicos OFDM empregados nas simulações dos sistemas DDO-OFDM com polarização Óptica. Os valores são aproximados.	81
2	Parâmetros CE-OFDM . . . . .	85
3	Parâmetros DDO-CE-OFDM . . . . .	103



# *Lista de Siglas*

ADC	Analog-to-Digital Converter
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AO	Amplificador Óptico
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
ASE	Amplified Spontaneous Emission
b2b	Back-to-Back
BER	Bit Error Rate
BPF	Band Pass Filter
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CO-OFDM	Coherent Optical OFDM
CP	Cyclic Prefix
CSPR	Carrier-to-Signal Power Ratio
CW	Continuous Wave
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital-to-Analog Converter
DD	Direct Detection
DDO-OFDM	Direct-Detection Optical-OFDM
DDO-CE-OFDM	Direct-Detection Optical-Constant Envelope-OFDM
DFT	Discrete Fourier Transform
DSB	Double-Side Band
DSO	Digital Sampling Oscilloscope
DVB	Digital Video Broadcasting
EVM	Error Vector Magnitude
FDE	Frequency Domain Equalizer
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FO	Filtro Óptico
GVD	Group-Velocity Dispersion
HDSL	High Rate Digital Subscriber Line
ICI	Interchannel-Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier transform
IMD	Intermodulation Distortions
IMDD	Intensity-Modulation and Direct-Detection
ISI	Intersymbol-Interference

LO	Local Oscillator
LPF	Band Pass Filter
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NLT	Nonlinear Tolerance
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMI	Optical Modulation Index
O-QAM	Offset QAM
OOFD	Optical OFDM
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PD	Photodetector
PDF	Power Density Function
PMD	Polarization Mode Dispersion
P/S	Parallel-to-Serial
PSD	Power Spectral Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SMF	Single Mode Fiber
S/P	Serial-to-Parallel
SPM	Self-Phase Modulation
SSB	Single-Side Band
SSF	Split-Step Fourier
WLAN	Wireless Local Area Network

# 1 *Introdução*

A multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM foi adotada como técnica de modulação digital de tecnologias com e sem fio devido à sua capacidade em transmitir dados a altas taxas de transferência em canais com *fading* multipercurso severo (HANZO; WEBB; KELLER, 2000a), (NEE; PRASAD, 2000), (ANDREWS; GHOSH; MUHAMED, 2007). O combate às interferências intersimbólica e intercanal proveniente do uso de artifícios como o intervalo de guarda e a equalização no domínio da frequência justifica a sua aplicação nas linhas de assinante digital ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), nas radiodifusão de áudio e vídeo DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e DVB (*Digital Video Broadcasting*), nas redes locais W-LAN (*Wireless Local Area Network*), nas redes metropolitanas WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), no sistema de transmissão de TV Digital, entre outros (HARA; PRASAD, 2003a), (SILVA, 2006).

A tolerância ao atraso por espalhamento multipercurso e às distorções provocadas por canais seletivos em frequência potencializam a modulação OFDM em uma promissora técnica de compensação de dispersão em sistemas de comunicação óptica (SHIEH; ATHAUDAGE, 2006), (DJORDJEVIC; VASIC, 2006). O crescente interesse de pesquisadores em sua aplicação em redes ópticas é justificado por vantagens que incluem a compensação eletrônica de dispersão cromática via equalização de reduzida complexidade e o aumento de eficiência espectral pelo uso de avançados formatos de modulação nas portadoras elétricas (LOWERY; ARMSTRONG, 2007), (JANSEN et al., 2007).

A PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) é sem dúvida uma das principais desvantagens de sistemas que modulam e transmitem simultaneamente diversas portadoras. A soma das inúmeras senóides complexas resulta em altos valores da razão entre a potência máxima e a potência média de seus sinais, caracterizada pela larga escala de variação de amplitude destes. Isso faz com que técnicas multiportadoras como a OFDM sejam extremamente sensíveis às distorções não lineares provocadas por qualquer elemento com operação em faixa dinâmica limitada, tais como amplificadores de potência, uma vez que degradam o desempenho de sistemas pela perda da ortogonalidade das portadoras

(HAN; LEE, 2005). Espalhamento espectral e produtos de intermodulação são distorções não lineares típicas geradas por insuficientes recuos<sup>1</sup> no valor da potência média de sinais multiportadoras OFDM em sistemas amplificados. Embora reduzam estas distorções, tais recuos são indesejados pois diminuem a eficiência da conversão de potência dos amplificadores, ineficiência esta nociva aos dispositivos móveis a bateria. Além disso, níveis de máxima potência de transmissão são limitadas por órgãos de regulação (TELLADO, 2000).

O Modulador óptico MZM (*Mach-Zehnder Modulator*) é um dos dispositivos que naturalmente insere tais distorções em sistemas de comunicações OOFDM (*Optical OFDM*), mesmo quando polarizado na região de máxima linearidade. Aliás, a polarização do MZM é uma preocupação abordada no presente trabalho uma vez que é a partir deste ponto que se define a potência da portadora óptica que deve ser transmitida em sistemas ópticos com detecção direta. Esta potência pode ser controlada através da escolha de um ponto de polarização elétrica do MZM sem desprezar a força das não linearidades dela provenientes (ALI; LEIBRICH; ROSENKRANZ, 2008), (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008).

A potência do sinal inserida na fibra é sem dúvida uma das principais preocupações tanto dos sistemas ópticos com detecção direta quanto daqueles com detecção coerente, no que tange a não linearidades inseridas pela própria fibra óptica oriundas dos altos valores de PAPR inerentes aos sinais multiportadoras transmitidos (GOEBEL et al., 2009), (KRONGOLD; TANG; SHIE, 2008). Controlar a potência da portadora óptica é mais uma vez um dilema, sendo que sua intensidade pode ser melhor controlada lançando mão da polarização óptica que polariza o MZM no ponto intensidade nula. A portadora é inserida no domínio óptico e as não linearidades do MZM são eliminados (ALI et al., 2011).

Ceifamento ou *clipping* e filtragem de amplitude, enjanelamento de picos, entrelaçamento de portadoras e pré-distorção são algumas das mais variadas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura, ilustrando assim o relevante interesse que as comunidades acadêmica e industrial têm reservado para este assunto (ARMSTRONG, 2002), (JONES; WILKINSON; BARTON, 1994), (D'ANDREA; LOTTICI; REGGIANNINI, 2001), (JAYALATH; TELLAMBURA, 2000), (KRONGOLD; JONES, 2003). Entre essas técnicas, o ceifamento de pico é a mais empregada pela sua simplicidade de implementação, reduzida complexidade computacional e principalmente pela suposta eficácia quando comparada com as demais.

Entretanto, desde 2003, uma técnica de transformação que modula o sinal OFDM

---

<sup>1</sup>Reduzir a potência média de sinais OFDM em sistemas amplificados significa recuar no ponto de polarização do amplificador. Isto é denominado de *input backoff* na literatura.

convencional na fase de uma portadora vem sendo estudada com devida atenção, uma vez que a mesma reduz o PAPR do sinal para 0 dB (THOMPSON; PROAKIS; ZEIDLER, 2003), (THOMPSON et al., 2004). Denominada CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*), esta técnica transforma o sinal OFDM com ampla faixa de excursão de amplitude em um sinal CE-OFDM com envoltória ou envelope constante, maximizando assim, a eficiência de amplificadores de potência e consequentemente, aumentando a potência de sinal inserido no canal de comunicação (THOMPSON, 2005). Assim como as demais técnicas de redução da PAPR, a CE-OFDM enfrenta um compromisso que incorpora aumento de complexidade computacional, redução de eficiência espectral e degradação de desempenho (THOMPSON et al., 2008).

## 1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta Tese consiste então em minimizar as degradações resultantes das não linearidades oriundas da transmissão de sinais OFDM com elevada PAPR em sistemas de comunicações ópticas com modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity Modulation and Direct Detection*). Aumentar a sensibilidade do receptor, através de incrementos na faixa de variação da amplitude de sinais OFDM elétricos, e aumentar a tolerância aos efeitos provenientes da propagação em regime não linear na fibra, através da técnica da transmissão de símbolos com envelope constante, são consequências factíveis do sistema proposto nesta Tese.

## 1.2 Objetivos Específicos

De maneira mais específica pretende-se neste trabalho minimizar ou mesmo eliminar as distorções inseridas durante a polarização do Mach-Zehnder quando este é empregado como modulador externo em sistemas DDO-OFDM (*Direct-Detection Optical-OFDM*), sem desrespeitar o compromisso que esta polarização impõe entre a potência da portadora óptica e as mencionadas distorções.

Em um segundo momento pretende-se ampliar a potência do sinal na entrada da fibra sem degradar o desempenho devido ao efeito Kerr inserido pela fibra em regime de propagação não linear. Mais do que isto, ambiciona-se aumentar a tolerância aos efeitos da automodulação de fase SPM (*Self-Phase Modulation*) mediante a transmissão de sinais CE-OFDM gerados por um sistema de redução de PAPR para 3 dB projetado a partir

da solução descrita em (THOMPSON et al., 2008), mas adaptado para a comunicação em fibras SMF (*Single-Mode Fiber*) padrão e sem compensação óptica de dispersão.

## 1.3 Principais Contribuições

As principais contribuições descritas nesta Tese na área de conhecimento em que se enquadram as comunicações OFDM em sistemas ópticos IMDD resumem-se em:

- Estudar os efeitos das não linearidades inseridas pela polarização de moduladores do tipo Mach-Zehnder empregados em sistemas de comunicação ópticas de sinais OFDM a altas taxas.
- Desenvolver uma técnica de redução de PAPR baseado na transmissão de sinais multiportadoras com envoltória constante para minimizar os efeitos das distorções do MZM e consequentemente aumentar a sensibilidade do receptor de sistemas ópticos com detecção direta.
- Comprovar através de ensaios laboratoriais a possibilidade de se aumentar a sensibilidade no receptor disponibilizando-se sinais CE-OFDM modulantes na entrada do modulador óptico MZM.
- Propor e implementar um sistema DDO-CE-OFDM a 10 Gb/s com polarização óptica capaz de aumentar a tolerância aos efeitos da automodulação de fase provenientes da transmissão em 960 km de fibra SMF em regime de propagação não linear e sem compensação óptica de dispersão.

## 1.4 Organização da Tese

Os conceitos básicos sobre os quais sustentam a teoria de modulação/multiplexação OFDM são apresentados no capítulo 2. A descrição matemática e a análise estatística do parâmetro PAPR de sinais OFDM com e sem simetria Hermitiana são realizadas no capítulo 3. A técnica de redução de PAPR denominado CE-OFDM, sob a qual baseia-se o sistema proposto neste trabalho, é também estudada neste capítulo. No capítulo 4 são apresentadas algumas das principais implementações de sistemas DDO-OFDM encontradas na literatura. As principais diferenças entre os sistemas DDO-OFDM e CO-OFDM são discutidas ainda no capítulo 4. Coube ao capítulo 5 a análise dos resultados de simulação e de experimento do sistema DDO-CE-OFDM proposto para minimizar os efeitos

das distorções oriundas da polarização elétrica do MZM e consequentemente aumentar a sensibilidade do receptor. Com a portadora inserida no domínio óptico e a equalização realizada no domínio da frequência obteve-se resultados de simulações que anunciam a robustez do sistema proposto aos efeitos não lineares da fibra no capítulo 6. As conclusões e os trabalhos futuros são expostos no capítulo 7.

## 1.5 Lista de Publicações

- Jair A. L. Silva; Adolfo V. T. Cartaxo; Marcelo E. V. Segatto. "A PAPR Reduction Technique based on a Constant Envelope OFDM Approach for Fiber Nonlinearity Mitigation in Optical Direct Detection Systems". *Submitted to Journal of Optical Communications and Networking*, 2011.
- Jair A. L. Silva; Adolfo V. T. Cartaxo; Marcelo E. V. Segatto. "Transmissão de Sinais CE-OFDM para Reduzir as Distorções IMD de Moduladores Mach-Zehnder em Sistemas DDO-OFDM". *SBrT'11 - XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2011, Curitiba/PR.
- Silva, Jair A. L.; Alves, T.; Cartaxo, Adolfo V. T.; Segatto, Marcelo E. V.. "Experimental Demonstration of a Direct-Detection Constant Envelope OFDM Systems". *SPPCom 2010 Signal Processing in Photonic Communications*, 2010, Karlsruhe-Germany.
- Valentim, B. L. ; Silva, Jair A. L. ; Segatto, Marcelo E. V.. "Equalização para Sistemas OFDM Óptico". *MOMAG2010 - 14º SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2010, Vila Velha.
- Neto, L. A.; Ribeiro, R. M.; Barbero, A. P. L.; Silva, J. A. L.; Segatto, Marcelo E. V.; "Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing through 20 m and 100 m Step-Index Polymer Optical Fibers Using Red, Green and Blue Light Emitting Diodes", *MOMAG2010 - 14º SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2010, Vila Velha.
- Silva, Jair A. L.; Segatto, Marcelo E. V. "Avaliação de efeitos Não Lineares em Sistemas OFDM pela Figura de Mérito EVM", *SBrT'09 - XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2009, Blumenau - SC.

- Coura, Daniel J. C.; Silva, Jair A. L.; Segatto, Marcelo E. V.. "A bandwidth scalable OFDM passive optical network for future access network", *Journal of Photonic Network Communications*, 2009, v. 18, p. 409-416, DOI:10.1007/s11107-009-0203-0.
- Silva, Jair A. L.; Coura, Daniel J. C.; Barbero A. P. Lopez; Segatto, Marcelo E. V.. "A Passive Optical Network based on Centralized wavelength and Bandwidth Scalable OFDM Signals". *ICTON 2009 - 11th International Conference on Transparent Optical Networks*, 2009, v. 1. p. 1-6.



## 2 Modulação Multiportadora

A recepção de diversas réplicas de um sinal com amplitudes e atrasos diferentes caracteriza o fenômeno denominado multipercurso, precursor de interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol-Interference*). O espalhamento multipercurso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação se realiza a taxas superiores a aquelas relacionadas aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados.

Técnicas de equalização são utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários subcanais ortogonais, a transmissão com múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a consequente resposta em frequência quase plana de cada subcanal.

### 2.1 Histórico

Sistemas multiportadoras tiveram sua origem nos anos 50 com a introdução da multiplexação por divisão de frequência, FDM (*Frequency Division Multiplexing*) (DOELZ; HEALD; MARTIN, 1957). Porém, a complexidade relacionada a sincronismo das portadoras, que envolvia sua implementação, levou ao abandono do sistema em 1957, embora fora muito usado para a comunicação em altas frequências por militares.

Em 1966, Chang patenteou o princípio e a estrutura de multiplexação ortogonal, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) através da publicação de um artigo onde sintetizava a transmissão multicanal de sinais limitados em banda, conceituando a sobreposição espectral ortogonal de sinais multifrequências na comunicação de dados (CHANG, 1966). Aproveitando-se das descrições de Chang, Saltzberg elaborou um estudo onde empregava uma modulação O-QAM (*Offset QAM*) nas subportadoras, que consis-

tia em atrasar a componente em quadratura em meio período de símbolo, reduzindo a flutuação do envelope do sinal e mantendo a linearidade nos amplificadores ao longo de uma larga faixa de amplitude, facilitando o projeto dos filtros de transmissão e recepção (SALTZBERG, 1967), (CHANG; GIBBY, 1968).

Mas a maior contribuição atribuída a esta modulação foi a compartilhada por Weinstein e Ebert, em 1971 (WEINSTEIN; EBERT, 1971), cuja proposta se baseou na idéia de se usar a transformada discreta de Fourier, DFT (*Discrete Fourier Transform*) para a geração e recepção de sinais OFDM, o que reduziu significativamente a complexidade de implementação dos *modems*, visto que eliminava a necessidade da utilização de bancos de osciladores analógicos na transmissão e recepção. Para combater as interferências intersimbólica e intercanal, ICI (*Interchannel-Interference*), eles utilizaram intervalos de guarda entre os símbolos e funções janelas do tipo cosseno levantado na filtragem do sinal.

O problema da manutenção da ortogonalidade nas portadoras foi resolvido em 1980, com Peled e Ruiz (PELED; RUIZ, 1980), quando da introdução do ciclo prefixo, CP (*Cyclic Prefix*) ou extensão cíclica. Em vez de se utilizar intervalos de guarda vazios, ou seja, sem sinal, se estende o símbolo OFDM ciclicamente ao longo do intervalo de guarda com um CP maior que a resposta ao impulso do canal, acarretando uma perda de potência compensada pelo fato de não mais se ter ICI. Ainda em 1981 e seguindo a linha de estudo introduzida por Saltzberg, Hirosaki implementou um *modem* OFDM usando DFT, modulação QAM nas subportadoras e um algoritmo de equalização para eliminação das ISI e ICI (HIROSAKI, 1980), (HIROSAKI, 1981).

A técnica OFDM só foi considerada em sistemas de comunicação móveis em 1985, por Cimini (CIMINI, 1985), para nos anos 90 se tornar padrão em vários sistemas de comunicação, tais como radiodifusão de áudio digital, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), radiodifusão de vídeo digital, DVB (*Digital Video Broadcasting*), redes locais sem fio, WLAN (*Wireless Local Area Network*), também conhecido como padrão IEEE 802.11a. Ela é o padrão dos *modems* de comunicação nas linhas de assinante digital, ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e HDSL (*High Rate Digital Subscriber Line*) e é forte candidata para os padrões de comunicação móvel da 4ª geração, serviços de redes em banda larga sem fio, entre outros (HARA; PRASAD, 2003b).

## 2.2 Concepção Básica

A modulação multiportadora divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subseqüências, que paralelamente moduladas em igual número de portadoras <sup>1</sup> são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais. A quantidade  $N$  de subcanais ou de subseqüências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subseqüência,  $NT_s$ , seja maior que o espalhamento multipercurso,  $\tau_{max}$ , do canal  $h(t)$ , isto é, de forma que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação, conforme ilustra a Figura 1. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é  $T_s$  - já que com resposta em frequência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências de *fading* multipercurso relativamente plano <sup>2</sup> (HARA; PRASAD, 2003b), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000b), (BINGHAM, 1990).

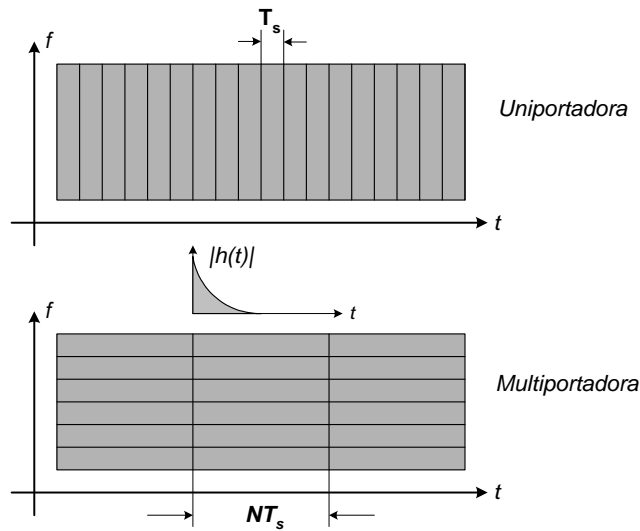


Figura 1: Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

Considere um sistema de modulação linear (uniportadora) que transmite símbolos QPSK à taxa  $R_s = 0.5 \text{ Msps}$ , correspondente a largura de banda passante  $B = 0.5 \text{ MHz}$ , em um canal com atraso máximo  $\tau_{max} = 6 \mu s$ . Com a duração de um símbolo  $T_s = \frac{1}{R_s} = 2 \mu s$  menor que o atraso máximo do canal, este sistema sofre severos efeitos de multipercurso. No domínio da frequência diz-se que o sinal é distorcido pela seletividade em frequência, uma vez que a largura de banda de coerência do canal  $B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \approx 167$

<sup>1</sup>Denominadas subportadoras

<sup>2</sup>Salienta-se que, em sua plenitude, a modulação multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) emprega uma extensão cíclica que devidamente estimado, permite considerar plana a resposta em frequência de cada subcanal. A análise deste artifício, assim como a plena descrição da modulação OFDM são realizadas em seções posteriores.

kHz é menor que  $B$ , o que induz equalização complexa, pois os efeitos dos "nulos" da resposta em frequência somente são amenizados com estimativas precisas do canal em questão. Tais efeitos são drasticamente minimizados se a idéia de dividir a banda larga em  $N$  subcanais que linearmente modulados constituem  $N$  subsistemas paralelos com  $B_N = \frac{B}{N}$  e  $R_N \approx \frac{R_s}{N}$  for posta em prática. Com  $N = 10$  no sistema exemplificado, um novo símbolo de duração  $T_N \approx \frac{1}{B_N} = 20 \mu s$  maior que  $\tau_{max}$  se faz presente, diminuindo assim a ISI. Fazendo  $N$  suficientemente grande - a ponto de tornar  $B_N$  muito menor que  $B_c$  - reduz-se muito a influência da seletividade em frequência do canal, além de diminuir a taxa de símbolos na mesma proporção. Portanto, se muito menor quer dizer pelo menos dez vezes menos, significa que para  $B_N = \frac{B}{N} = 0.1 \times B_c$  pode-se no exemplo acima escolher um valor para  $N$  igual a  $N = \frac{B}{0.1 \times B_c} = \frac{0.5 \times 10^6}{0.1 \times 167 \times 10^3} \approx 30$  subportadoras, valor este que minimiza a seletividade em frequência ao fazer a largura de banda de cada subportadora estreita o suficiente para tornar o *fading* multipercurso quase plano, conforme mostra a Figura 2.

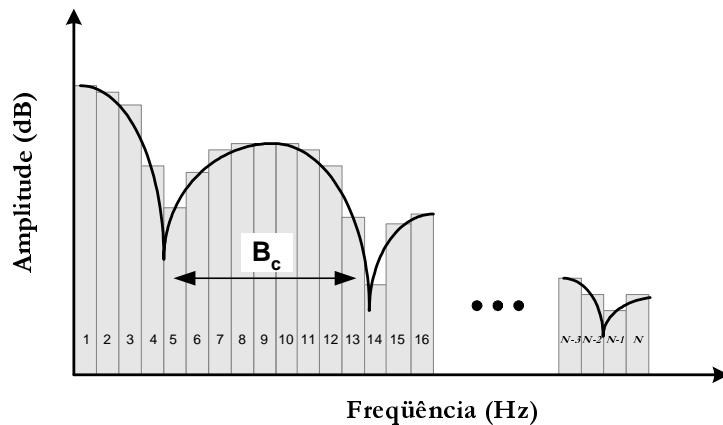


Figura 2: Divisão do espectro de frequências em  $N$  subcanais

Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o número de subportadoras, já que aumentá-las significa aumentar a interferência entre subcanais adjacentes, a ICI e conseqüentemente a complexidade do sistema (SILVA et al., 2003), (TADEU, 2004).

## 2.3 Configuração do Sistema Multiportadora

A concepção acima descrita permite afirmar que um sistema multiportadora constitui-se de  $N$  sistemas convencionais cujas taxas de transmissão são  $N$  vezes menor. Os modelos de transmissão e recepção são discutidos nas seções seguintes.

### 2.3.1 Modelo de Transmissão

A Figura 3 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A sequência de *bits* de entrada, ou o *bitstream*, gerada à taxa  $R_b$  é dividida em  $N$  subseqüências através do bloco conversor serial para paralelo (S/P). Contendo  $m$  *bits*, cada subseqüência é mapeada em um símbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ , conforme constelação desejada (bloco Map), onde  $M = 2^m$  é a quantidade de pontos da constelação. Após conversão tempo discreto para tempo contínuo por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$ , cada símbolo <sup>3</sup>  $s_i(t)$  é modulado por uma subportadora de frequência  $f_i$  ocupando uma largura de banda  $B_N$ . Somados, tais subsímbolos formam o sinal mutiportadora a ser transmitido no canal após conversão paralelo para serial (bloco P/S) (HANZO; WEBB; KELLER, 2000b), (CIOFFI, 2003).

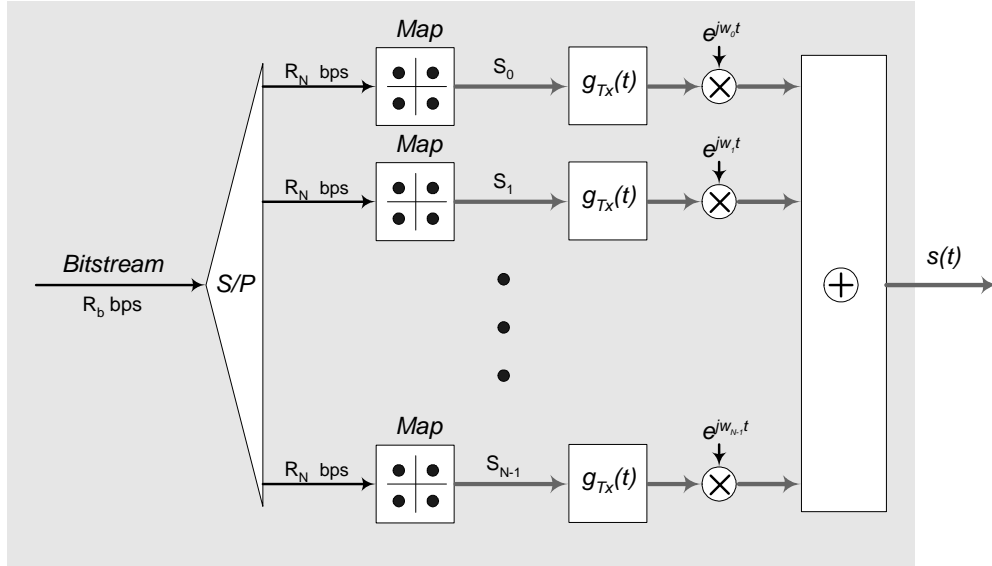


Figura 3: Configuração de um transmissor multiportadora.

Observe pela Figura 3 que a taxa de transmissão em cada subseqüência,  $R_N = \frac{R_b}{N}$  é inversamente proporcional ao número de subportadoras, a duração de cada subsímbolo é  $T_N = N \times T_s$  e a largura de banda de cada subcanal é  $B_N = \frac{B}{N}$  onde  $B$  é a largura de banda necessária à transmissão da sequência de bits (*bitstream*) original.

Matematicamente, o sinal na saída do transmissor é dado por (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t} \quad (2.1)$$

<sup>3</sup>Cada símbolo paralelo é também chamado de subsímbolo

onde  $s_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal  $i$  centrado na frequência  $f_i = f_0 + i(B_N)$  para subportadoras não sobrepostas,  $i = 1, \dots, N-1$ ,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$  e  $j = \sqrt{-1}$ .

Se o "janelamento" realizado pelo filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  for feito por um pulso do tipo *coseno* levantado com um fator de *roll-off*  $\beta$  ( $0 < \beta < 1$ ), o tempo de cada subsímbolo é  $T_N = \frac{1+\beta}{B_N}$ . Na prática, a limitação na duração de tais pulsos (prevenção contra ISI) provoca um adicional na largura de banda de cada subcanal de  $\frac{\epsilon}{T_N}$ , separando os subcanais em  $\frac{1+\beta+\epsilon}{T_N}$  e tornando a largura de banda total  $B$  igual a

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N}. \quad (2.2)$$

A implementação da Figura 3 usa o espectro de frequências de forma ineficiente. A ineficiência espectral pode ser eliminada se uma particular sobreposição espectral for realizada. O apêndice C mostra que se consegue preservar a ortogonalidade das subportadoras, espaçando-as em  $\frac{1}{T_N}$  na frequência de maneira a centralizar a subportadora  $i$  na frequência  $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$  e a reduzir a faixa de frequências total necessária a

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}, \quad (2.3)$$

onde a aproximação se dá ao fato de  $N$  ser suficientemente grande, enquanto que  $\beta$  e  $\epsilon$  não afetam a banda do sistema como um todo.

Para ilustrar a eficiência espectral conseguida, considere o exemplo analisado na seção anterior, onde os valores de  $N$ ,  $B_N$  e  $T_N$  são 30 subportadoras, 16.7 KHz e 60  $\mu s$  respectivamente. Supondo que o filtro de transmissão é do tipo *coseno* levantado com  $\beta = 1$ , e excesso de largura de banda provocado pelo limitação temporal do subsímbolo,  $\frac{\epsilon}{T_N} = 0.1$ , a largura de banda total quando os subcanais são sobrepostos é

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N} = \frac{30 + 1 + 0.1}{0.00006} = 0.518 MHz \approx 0.5 MHz,$$

o que é metade da largura de banda necessária quando os mesmos subcanais não são sobrepostos,

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} = \frac{30(1 + 1 + 0.1)}{0.00006} = 1.05 MHz.$$

A particular sobreposição de espectros acima referida é possível fazendo com que a frequência central de uma subportadora se localize no cruzamento por zero das demais. Se o sinal na recepção for amostrado na frequência da subportadora, mantém-se a ortogonalidade e conseqüentemente não ocorrerá ICI (HANZO; WEBB; KELLER, 2000b). Um outro benefício advindo desta tarefa é o de não mais se utilizar possíveis filtros analógicos

precisos (complexos) na recepção do sinal. A divisão das subportadoras sobrepostas - cujos espectros não têm mais a banda limitada - é agora realizada via processamento digital<sup>4</sup> (BINGHAM, 1990).

### 2.3.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na Figura 4, que depois de separá-las, as demodula e filtra usando um banco de filtros de recepção  $g_{Rx}(t)$  idêntico<sup>5</sup> ao do transmissor  $g_{Tx}(t)$ . O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseguinte conversão paralelo para serial fornece a sequência de bits de saída.

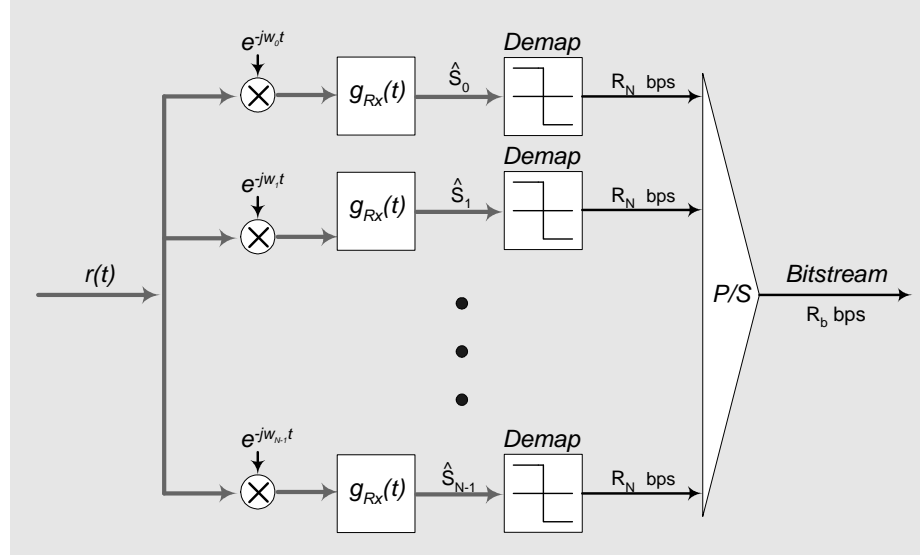


Figura 4: Configuração de um receptor multiportadora.

Desprezando os efeitos do canal  $h(t)$  e do ruído  $n(t)$ , e considerando como filtro de recepção um pulso ideal no intervalo  $[0, T_N]$ , cada símbolo na entrada do bloco demapeador é estimado como (KLENNER, 2004), (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002),

$$\begin{aligned}\hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt\end{aligned}\tag{2.4}$$

<sup>4</sup>Consulte a seção 3.4 para maiores detalhes.

<sup>5</sup>Para maximizar a SNR, os filtros de transmissão e recepção devem ser casados.

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot T_N \cdot s_i \\
&= s_i
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam  $N$  moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custo, tamanho e consumo de potência. A próxima seção descreve em linhas gerais, a solução desse problema.

## 2.4 A Multiplexação OFDM

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma forma de implementação digital do sistema multiportadora, onde a modulação e a demodulação são realizadas via transformada discreta de Fourier inversa e direta respectivamente. Ou seja, é a técnica de multiplexação por divisão de frequências, onde as subportadoras são ortogonais entre si e a modulação/demodulação é feita usando a IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform/ Direct Discrete Fourier Transform*) (CIOFFI, 2003). Para isso e para combater distorções relacionados à ISI e à ICI, o OFDM usa como filtros de transmissão e recepção nas Figuras 3 e 4 respectivamente, o pulso retangular

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right), \tag{2.6}$$

cujos espectros são dados por

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_N \cdot \text{sinc}(\pi f T_N). \tag{2.7}$$

Observe pela Figura 5 que os zeros da função *sinc* são posicionados nas frequências  $f_i = \frac{i}{T_N}$  com  $i = 1, \dots, N - 1$ , e que para transmissão sem interferência intercanal, ou seja, para obtenção de ortogonalidade entre as subportadoras, o espectro de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos escolhendo como distância entre subcanais,  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$  de maneira que ao subcanal  $i$  é associado a frequência  $f_i = i \cdot \Delta_f$ .



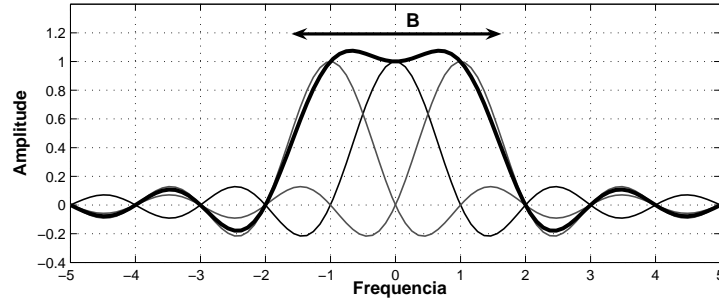


Figura 5: Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras.

Analogamente, no domínio do tempo a ortogonalidade é mantida se as subportadoras tiverem um número de ciclos inteiro e múltiplo um do outro em um intervalo de símbolo.

### 2.4.1 Transmissor OFDM

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 3 por uma IDFT, considere a equação (2.1). Substituindo  $g_{Tx}(t)$  pelo impulso retangular da equação (2.6), tem-se que (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{j2\pi f_i t}. \quad (2.8)$$

Com um símbolo de duração  $T_N$  amostrado  $N$  vezes,  $t = n \frac{T_N}{N}$  ( $0 < t < T_N$ ) e sabendo que,  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $\text{rect}(\frac{t}{T_N}) = 1$  (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{i}{T_N} n \frac{T_N}{N}} \quad (2.9)$$

para  $0 \leq n \leq T_N$ . Observa-se que a equação (2.9) nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), pode-se portanto escrever que

$$s[n] = \text{IFFT}\{s_i\}. \quad (2.10)$$

A transformada discreta de Fourier traz consigo as vantagens das propriedades inerentes,

nomeadamente, a linearidade, simetria, convolução circular, deslocamento, ortonormalidade dos autovetores da matriz de transformação, entre outras (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004).

Para transmissão em canais com fio em banda base, necessita-se de um sinal real<sup>6</sup> na saída do bloco IDFT. Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria Hermitiana na sequência de entrada do mesmo bloco (PROAKIS, 1995), (RUIZ; CIOFFI; KASTURIA, 1992). Assim, para  $N$  par<sup>7</sup> e  $L = 2N + 2$ , faz-se,

$$s_i = [0, s_0, s_1, \dots, s_{N-2}, s_{N-1}, 0, s_{N-1}^*, s_{N-2}^*, \dots, s_0^*], \quad (2.11)$$

onde  $s_i^*$  é o complexo conjugado do subsímbolo  $s_i$ . Portanto, a simetria Hermitiana resulta no conjunto de subsímbolos,

$$s_i = [s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}}, \dots, s_{L-1}], \quad (2.12)$$

para  $0 \leq i \leq L - 1$  e  $s_0$  e  $s_{\frac{L}{2}}$  (nível DC e frequência de *Nyquist*) zerados por conveniência. Vale lembrar que na recepção interessam apenas os  $\frac{L}{2} - 1$  primeiros símbolos:

$$s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}-1}.$$

A Figura 6 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 3, onde o bloco *Hermit* faz a simetria Hermitiana para que a operação IFFT gere coeficientes reais na sua saída.

Empregando a transformada discreta inversa de Fourier na sequência simétrica, a saída pode ser alternativamente expressa como (RUIZ; CIOFFI; KASTURIA, 1992),<sup>8</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{L-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (2.13)$$

onde  $a_i$  e  $b_i$  são os componentes real e imaginário do subsímbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ .

A Figura 7 mostra parte de uma sequência dada pela equação 2.13, bem como o seu espectro de potência.<sup>9</sup>

<sup>6</sup>Para o presente trabalho, usam-se sequências reais na entrada do canal (canais *wireline* ou *wired*).

<sup>7</sup>Assume-se também que toda sequência na entrada da IFFT é par e potência de dois. Se não o for o mesmo bloco funcional a completará com zeros.

<sup>8</sup>Consulte o apêndice D para a demonstração.

<sup>9</sup>Note que para se transmitir uma sequência de dados com coeficientes reais e de tamanho  $N$ , necessita-se de uma operação IDFT com  $L = 2N$  pontos.

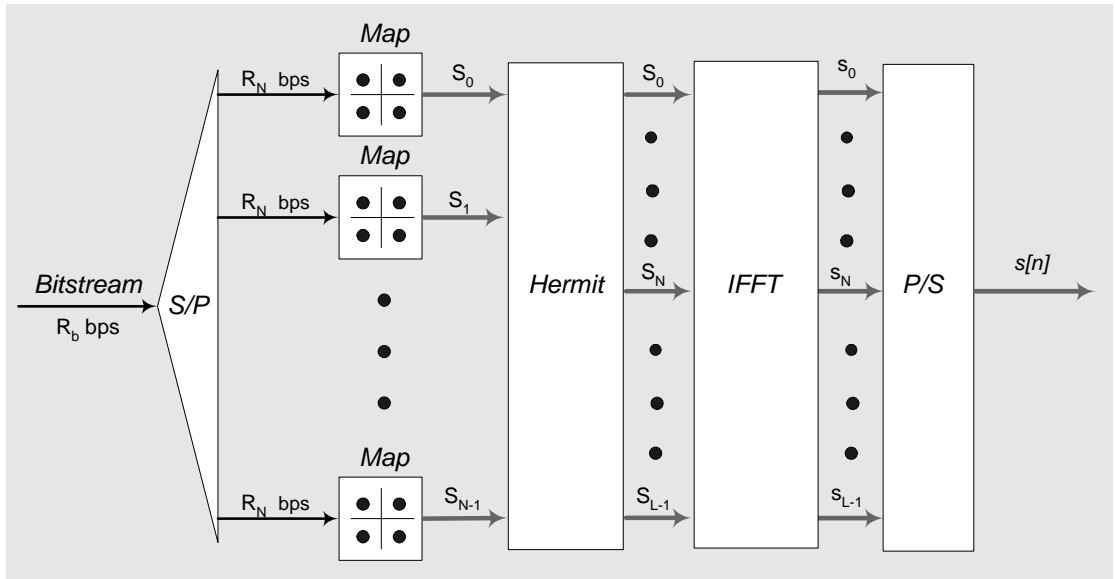


Figura 6: Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.

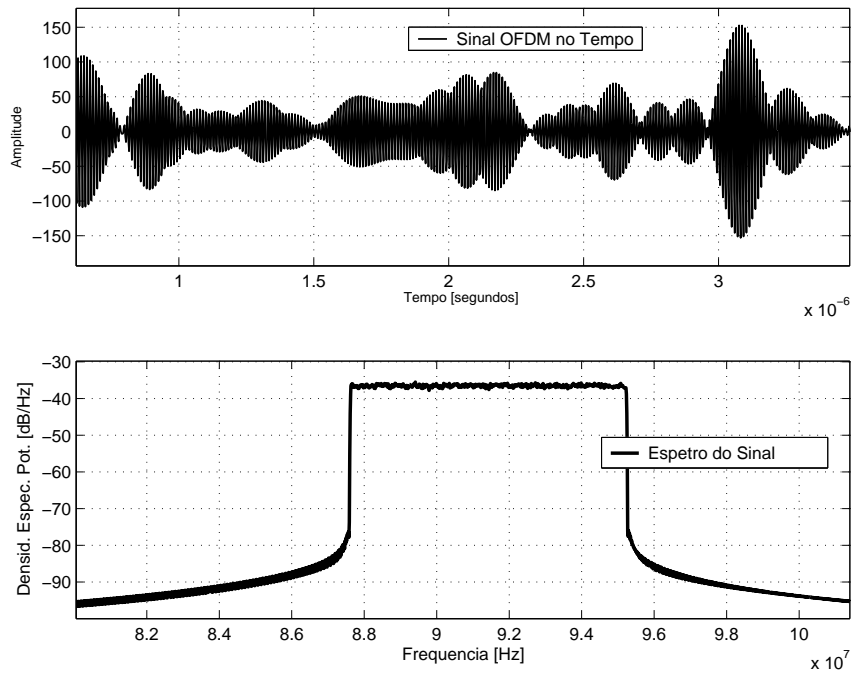


Figura 7: Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 6 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro *Butterworth* de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central  $f_c \approx 91$  MHz.

### 2.4.2 Receptor OFDM

Pela Figura 4, fica claro que

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t}] * g_{Rx}(t), \quad (2.14)$$

onde  $w_i = 2\pi f_i$ . Sabendo-se que  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $g_{Rx} = \text{rect}(\frac{t}{T_N})$ , tem-se que,

$$\hat{s}_i(t) = \left[ r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \right] * \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right).$$

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução <sup>10</sup> obtém-se

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_N}\right) d\tau,$$

que amostrado em  $t = 0$  fornece

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} = \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} d\tau. \quad (2.15)$$

A equação (2.15) representa uma série de *Fourier*, uma vez que o espectro de  $r(t)$  é amostrado em frequências  $f_n = \frac{n}{T_a}$  (KLENNER, 2004). Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis,  $\tau = nT_a$ ,  $d\tau = dn \cdot T_a$ , a equação (2.15) se transforma em

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r(nT_a) \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}}. \quad (2.16)$$

Com o período de amostragem  $T_a$  dado por  $T_a = \frac{T_N}{N}$ , o sinal de recebido  $r(t)$  é amostrado como  $r[i] = r(iT_a)$ . Ou seja, o sinal recebido é periódico em  $T_N$  sendo cada período amostrado em  $T_a$ . Reescrevendo a equação (2.16) como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{i \cdot n}{N}}, \quad (2.17)$$

obtém-se a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004), onde  $0 \leq i \leq N - 1$ . Conclui-se, de forma similar à transmissão que,

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot FFT\{r[n]\}, \quad (2.18)$$

e que a configuração do receptor OFDM pode ser a mostrada na Figura 8.

---

<sup>10</sup> $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t - \tau)d\tau$

Depois da operação FFT, considera-se apenas a primeira metade dos subsímbolos na entrada do demapeador.

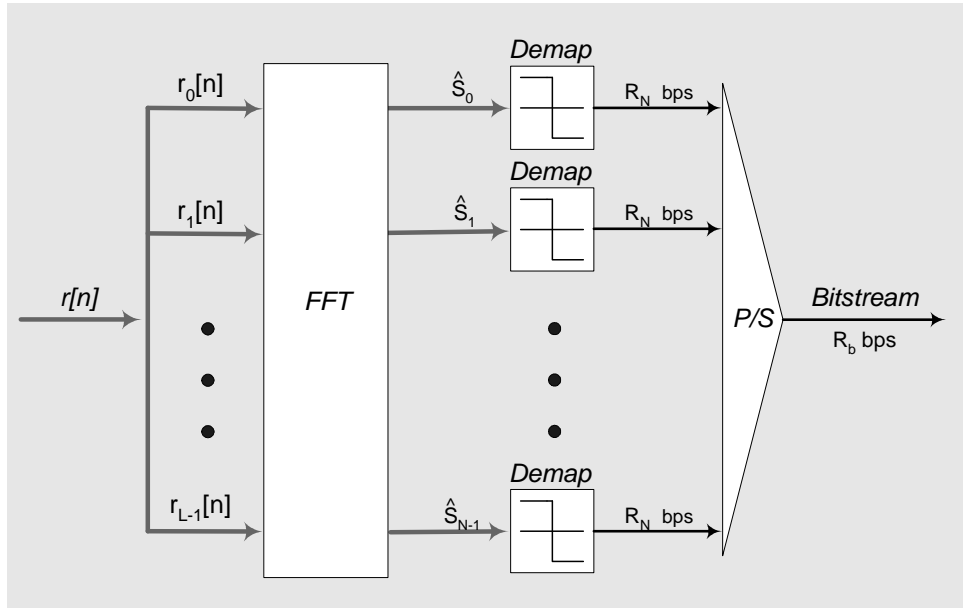


Figura 8: Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou  $N = \frac{L}{2}$  subsímbolos OFDM na entrada do bloco *Demap*.

Elimina-se com isso, a necessidade dos  $N$  osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiportadora proposta na secção 2.3.2, reduzindo a complexidade de implementação. Usando os algoritmos rápidos da transformada de discreta Fourier aliado ao avanço das técnicas de processamento de sinais, um sistema de transmissão e recepção OFDM é perfeitamente possível de ser implementado.

### 2.4.3 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercurso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004), (PROAKIS, 1995). A Figura 9 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico, CP (*cyclic Prefix*).

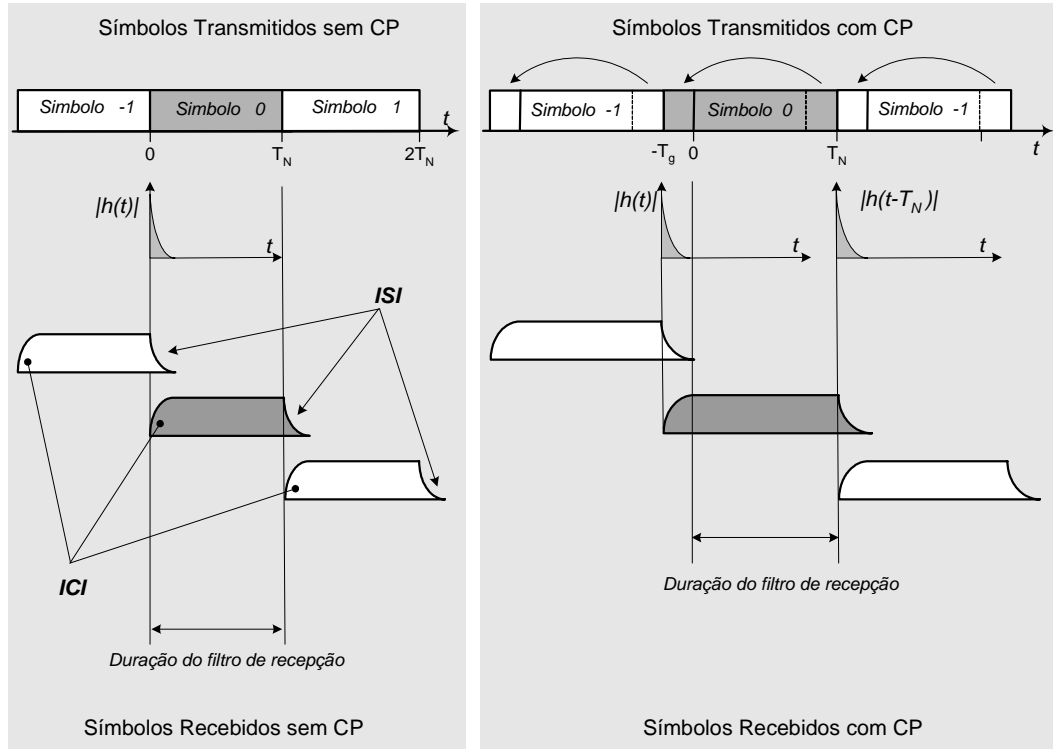


Figura 9: Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.

Note-se na Figura 9 que a duração do intervalo de guarda  $T_g$  tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal  $\tau_{max}$ . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja "captada" pelo símbolo OFDM corrente.

Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para  $T = T_N + T_g$  e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para  $g_{Tx} = \text{rect}(\frac{t}{T_N + T_g})$ . O ultimo efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \cdot \log_2(M) \quad \text{bit/s/Hz},$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo para o início do mesmo, por isso não contém informação útil e é removido na recepção.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor  $s[n]$  com a resposta impulsiva do canal  $h[n]$  em uma convolução circular (PROAKIS, 1995), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000b), (HARA; PRASAD,

2003b), ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k]s[n-k]_N, \quad (2.19)$$

onde  $s[n-k]_N$  ( $[n-k]_N$  significa  $[n-k] \bmod N$ ) é uma versão periódica de  $s[n-k]$  com período  $N$  e o operador  $\otimes$  designa a operação convolução circular. Conhecendo-se  $h[n]$  no receptor, o sinal transmitido  $s[n]$  pode ser recuperado a partir de

$$\hat{s}[n] = IDFT\{S[i]\} = IDFT\left\{\frac{R[i]}{H[i]}\right\}, \quad (2.20)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência:

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (2.21)$$

para  $0 \leq i \leq N-1$ .

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na Figura 10 (KLENNER, 2004), (PROAKIS, 1995).

Observe que as informações redundantes inerentes à simetria Hermitiana e ao intervalo de guarda são extraídas na recepção. Vale informar que o bloco *hermit* se torna desnecessário se a intenção for obter na saída do transmissor subsímbolos OFDM complexos.

## 2.5 Desafios da Modulação Multiportadora

Assim como todo o sistema de comunicação, a multiplexação OFDM tem suas vantagens. A quantidade de subportadoras, por exemplo, é um argumento que deve ser cuidadosamente determinado, pois dele depende o correto funcionamento do sistema em termos de potência do sinal, sincronismo, entre outros. Aliás, o sincronismo e os altos valores da razão potência máxima e potência média PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) de sinais traduzem-se nos principais desafios dos sistemas que aplicam esta técnica de multiplexação.

Erros de sincronismo e o descasamento entre os osciladores (filtros) de transmissão e recepção são algumas das causas de perda de ortogonalidade das subportadoras, o que na prática significa que a separação em frequência de tais portadoras não é precisamente

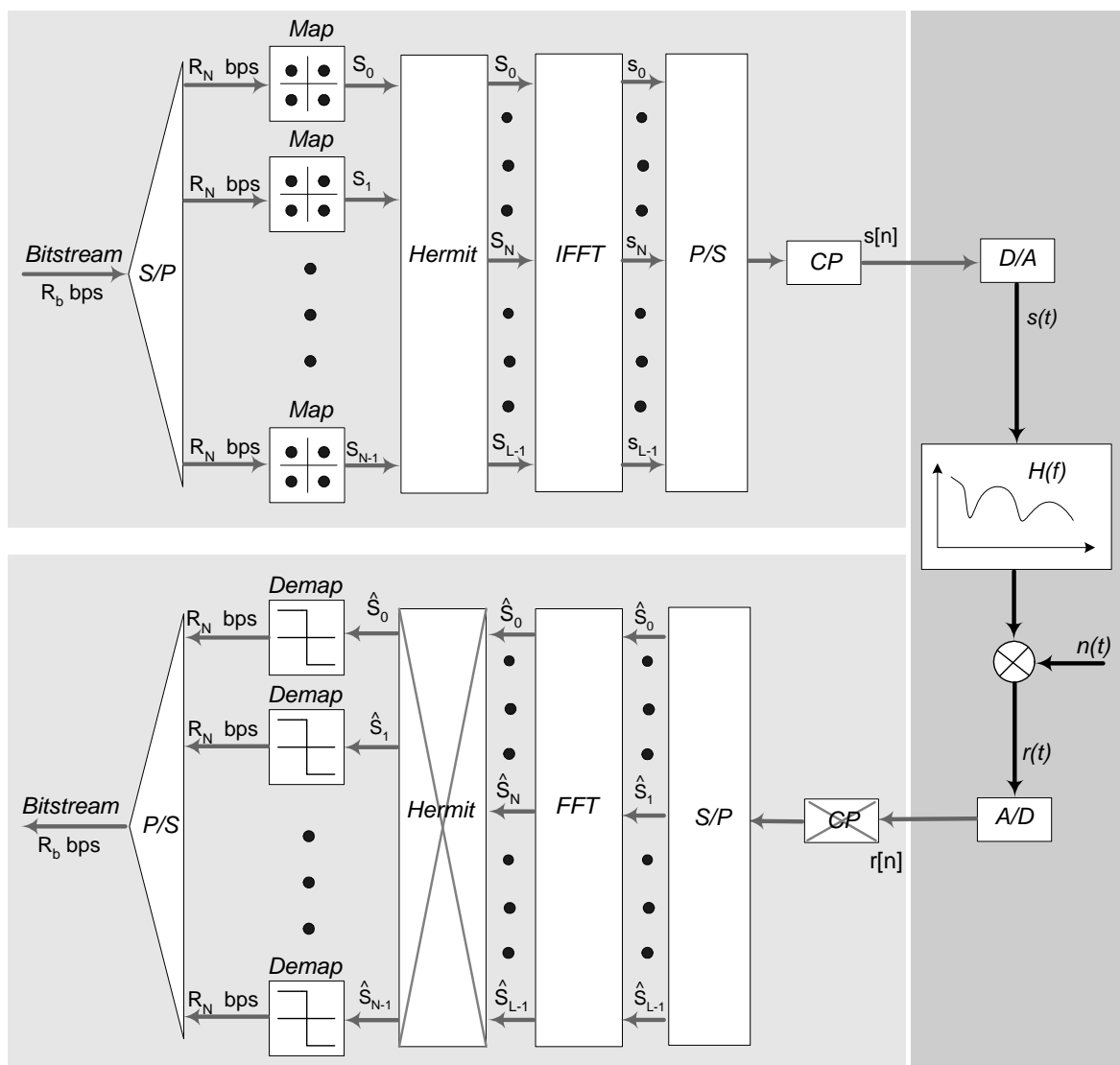


Figura 10: Sistema OFDM básico.



$\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ . Um deslocamento de frequência  $\delta_f$  (inteiro não múltiplo de  $\Delta_f$ ) faz com que a amostragem dos subsímbolos na recepção seja feita em frequências  $f_n + \delta_f$  para  $0 \leq n \leq N - 1$ , conforme ilustra a Figura 11.

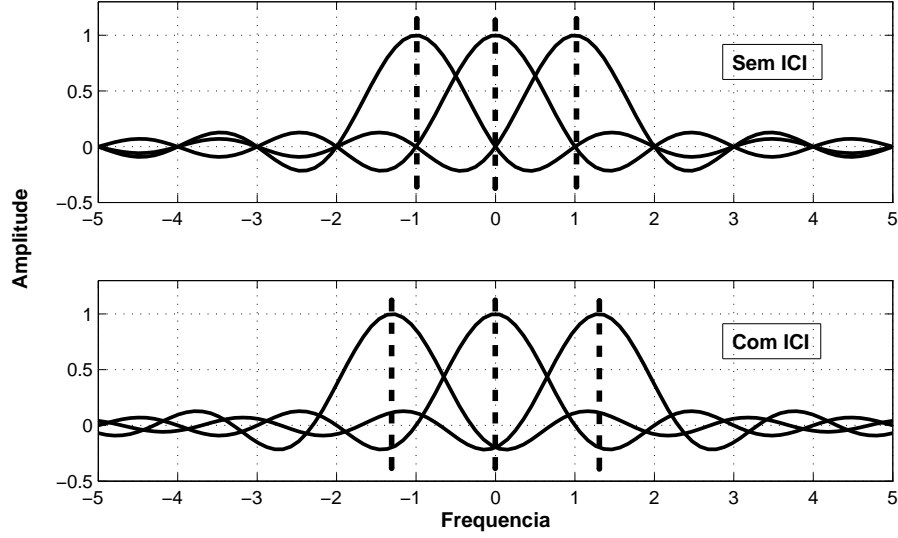


Figura 11: Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em  $\Delta_f$  (sem ICI) e espaçadas em  $\Delta_f + \delta_f$  (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais.

A potência total da interferência intercanal no canal  $i$  é dada em (HANZO; WEBB; KELLER, 2000b), (CIOFFI, 2003), por,

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0 (T_N \cdot \delta_f)^2, \quad (2.22)$$

onde  $C_0$  é uma constante e  $I_m$  a ICI, que, entre duas subportadoras  $x_i(t)$  e  $x_{i+m}(t)$  é o produto interno dado por,

$$I_m = \int_0^{T_N} x_i(t) \cdot x_{i+m}(t) dt = \frac{T_N (1 - e^{-j2\pi(\delta_f + m)})}{j2\pi(\delta_f + m)}, \quad (2.23)$$

para os sinais da subportadora  $i$ , e da subportadora interferente definidos como,<sup>11</sup>

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi i t}{T_N}} \quad (2.24)$$

e

$$x_{i+m}(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m)t}{T_N}}, \quad (2.25)$$

sendo este último demodulado com desvio de frequência  $\delta_f$ , podendo ser assim reescrito

<sup>11</sup>Desprezando o subsímbolo e a frequência da subportadora.

como

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m+\delta_f)t}{T_N}}. \quad (2.26)$$

Analisando a equação 2.22 conclui-se primeiramente que aumentar  $T_N$  (o mesmo que diminuir  $\Delta_f$ ) aumenta a ICI em uma relação quadrática. O mesmo se pode dizer acerca do aumento de  $\delta_f$ . Em segunda instância e embora de forma indireta pode-se concluir que o aumento da quantidade de subportadoras  $N$  aumenta a potência da ICI, uma vez que para uma mesma largura de banda, aumentar  $N$  significa diminuir  $\Delta_f$  e portanto aumentar  $\delta_f$ .

Em um canal AWGN, o desvio de frequência  $\delta_f$  provoca uma degradação,  $\gamma$ , na relação potência do sinal e potência do ruído, SNR. Para  $\delta_f \ll \Delta_f$ ,  $\gamma$  é aproximada por, (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)

$$\gamma = \frac{10}{3\ln(10)} \left( \frac{\pi\delta_f}{\Delta_f} \right)^2 \cdot SNR, \quad (2.27)$$

o qual exprime o valor que deve ser adicionado à SNR para manter o desempenho da BER do sistema sem ICI. A Figura 12 mostra o seu comportamento com a variação de  $\delta_f$  para alguns valores de SNR e  $\Delta_f = 312.5$  KHz.<sup>12</sup>

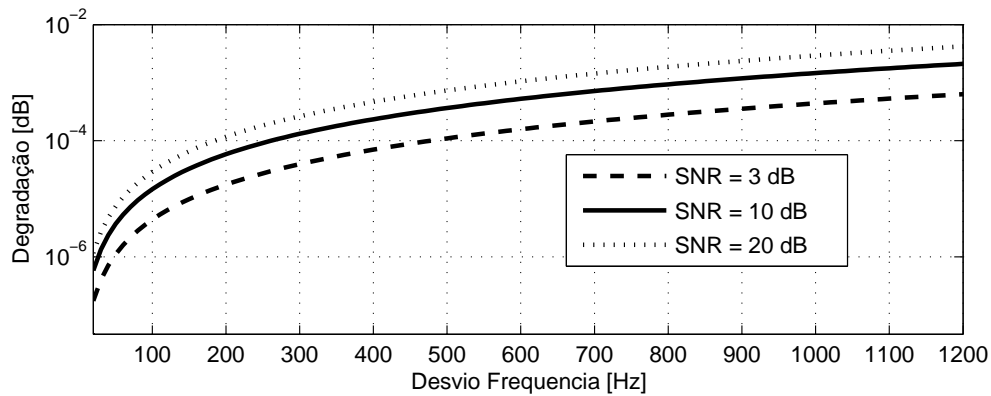


Figura 12: Degradação na SNR devido ao desvio de frequência para  $\Delta_f = 312.5$  KHz.

O desempenho de sistemas multiportadoras também se relaciona com a razão entre a potência de pico e potência média, PAPR do sinal transmitido. Além de aumentar a complexidade de conversores A/D e D/A, um valor alto de PAPR obriga o amplificador de potência da transmissão a trabalhar na região não linear (valor médio e valor de pico muito distantes) provocando distorção no sinal a ser transmitido. Uma análise estatística,

<sup>12</sup>Espaçamento em frequência do padrão IEEE 802.11a.

a avaliação dos efeitos e o estudo de algumas técnicas de redução deste parâmetro são realizados no capítulo seguinte.

### 3 *PAPR de Sinais OFDM*

A modulação multiportadora OFDM gera sinais com larga faixa de excursão, caracterizados por altos valores da razão potência de pico e potência média do sinal, PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). A explicação para isto está no resultado da soma dos múltiplos subsímbolos (sinais de banda estreita) – que compõem estes tipos de sinais – realizada no domínio do tempo que em alguns instantes pode ser elevado o suficiente para aumentar substancialmente a diferença entre os valores máximo e médio dos símbolos OFDM. Estudar o impacto da PAPR em um sistema que transmite tais sinais é extremamente relevante pois deste parâmetro depende o desempenho do próprio sistema na presença de distorções não lineares inseridas por dispositivos como conversores A/D e principalmente amplificadores de potência normalmente projetados para operarem perto da região de saturação para alto rendimento. Métodos de redução do parâmetro PAPR existentes na literatura são diversos e dependendo dos dispositivos presentes na comunicação estes são de extraordinária utilidade (HAN; LEE, 2005). Apresenta-se neste capítulo uma técnica de transformação que permite reduzir o PAPR dos sinais OFDM convencionais em até 0 dB, método este adotado como base de todo o estudo dissertado neste trabalho. Uma breve análise dos efeitos do método ceifamento de pico ou *clipping* é realizada com o intuito de avaliar sua eficiência no desempenho de sistemas multiportadoras (ARMSTRONG, 2002). Antes porém, a definição matemática e a análise estatística da PAPR de sinais OFDM com simetria Hermitiana se fazem presentes.

#### 3.1 Definição do Parâmetro PAPR

A relação entre a potência máxima e a potência média de sinais OFDM com ou sem simetria Hermitiana deve ser analisada estatisticamente, pois em um determinado intervalo de tempo  $T$  esta depende da aleatoriedade dos  $N$  subsímbolos de dados  $\{X_k\}_{k=0}^N$  que compõem o sinal OFDM. Assim, a razão PAPR é matematicamente definida por

$$PAPR = \frac{\max_{t \in [0, T)} |s(t)|^2}{\mathcal{P}_s} \quad (3.1)$$

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq n \leq N_{DFT}-1} |s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}, \quad (3.2)$$

para os sinais de tempo contínuo e discreto respectivamente.  $\mathcal{P}_s = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2$  representa a potência média do sinal e  $E[\cdot]$  o valor esperado. Observa-se a partir de (3.2) que o PAPR depende exclusivamente da característica randômica da potência instantânea do sinal  $|s(t)|^2$ , uma vez que a potência média é constante. Ou seja, a análise do parâmetro PAPR deve ser estatística, bastando lembrar que os símbolos de informação de um sinal OFDM são aleatoriamente selecionados de um diagrama de constelação de  $M$  números complexos. É importante salientar que, dos  $M^N$  sinais OFDM únicos, alguns poderão ter valores de PAPR relativamente altos, valores esses que, embora com probabilidade extremamente pequena, podem ser iguais a  $N$  quando todos os subsímbolos  $|X_k| = 1$ <sup>1</sup> estiverem em alinhamento de fase, uma vez que neste caso,  $\max |s(t)|^2 = N^2$  e  $\mathcal{P}_s = N$  (HAN; LEE, 2005), (OCHIAI; IMAI, 2001).

## 3.2 Sinais OFDM com Simetria Hermitiana

A simetria Hermitiana nada mais é que um artifício matemático empregado em sistemas OFDM que necessitam de coeficientes reais na saída do bloco multiplexador IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) (SILVA, 2006), (LOWERY; ARMSTRONG, 2007). Consiste em copiar, inverter a ordem e conjugar a parte imaginária dos  $N$  símbolos de informação de coeficientes complexos  $X_k = X_I + jX_Q$  escolhidos de forma aleatória de um diagrama de constelação predeterminado. Em conjunto com os símbolos originais, estes servem de entrada do multiplexador IFFT (HANZO; WEBB; KELLER, 2000a). Portanto, a partir do vetor com simetria  $\mathbf{X} = [0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}, X_N, 0, X_N^*, X_{N-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*]$ , representa-se matematicamente um sinal OFDM em banda base e de tempo discreto conforme

$$\begin{aligned} s[n] = s(t)|_{t=nT/N} &= \sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} X_k e^{(j2\pi kn/N_{DFT})} \quad n = 0, 1, \dots, N_{DFT} - 1 \\ s[n] &= \sum_{k=1}^{N-1} X_{N-k} e^{(j2\pi(N-k)n/N_{DFT})} + X_{N-k}^* e^{(j2\pi(N+k)n/N_{DFT})} \end{aligned} \quad (3.3)$$

<sup>1</sup>Assumindo modulação BPSK, QPSK ou 4-QAM por subportadora de informação.

$$s[n] = 2 \sum_{k=1}^{N-1} \Re(X_k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N_{DFT}}\right) - \Im(X_k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N_{DFT}}\right),$$

onde  $j = \sqrt{-1}$  e  $s(t) = \sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} X_k e^{(j2\pi kt/T)}$  representa o sinal OFDM de tempo contínuo e período  $T$ . É portanto, intuitivo deduzir que, para altos valores de  $N = (N_{DFT} - 2)/2$ , o sinal da equação (1) amostrado à taxa  $F_a = N_{DFT}/T$ , pode alcançar um alto valor de PAPR, por tratar-se de uma soma de diversas senóides complexas.

A análise estatística da PAPR de sinais OFDM com simetria Hermitiana é de especial interesse uma vez que tal simetria foi empregada em todas as implementações de moduladores realizadas neste trabalho para a geração de sinais OFDM com coeficientes reais. A função de distribuição acumulada complementar, CCDF (*Complementary Cumulative Density Function*) é a mais utilizada na literatura para a descrição estatística do parâmetro PAPR. Trata-se de uma função que permite estimar a probabilidade da PAPR de um determinado símbolo OFDM exceder um determinado limiar  $x$  (HAN; LEE, 2005). A Figura 13 ilustra o comportamento deste parâmetro para diferentes quantidades de subportadoras, obtido como resultado da simulação de um transmissor OFDM com simetria Hermitiana e mapeamento 16-QAM nas subportadoras de informação. Mostra-se na Figura 13 as curvas de simulação numérica obtidas através da geração de sinais OFDM com  $N = 256, 1024$  e  $2048$  subportadoras. Mostra-se também a curva de aproximação analítica  $P(PAPR > x) \approx 1 - (1 - e^{-x})^N$  aplicada em sinais OFDM com coeficientes complexos e sem simetria Hermitiana para a devida comparação com a PAPR dos símbolos OFDM com a referida simetria (NEE; WILD, 1998).

Conforme esperado, a PAPR varia com a quantidade de subportadoras de informação, sendo maior que 9 dB em todos os casos. Note-se também que, para  $N = 256$ , a PAPR é maior que 11 dB em 10% dos sinais, enquanto que para  $N = 2048$ , 10% destes está acima de 13.1 dB. Observa-se ainda pela Figura 13 que, embora os coeficientes reais dos sinais OFDM possam ser modelados como sendo variáveis aleatórias Gaussianas <sup>2</sup> para  $N$  suficientemente grande, a CCDF da PAPR dos sinais gerados não contempla a aproximação analítica representada na Figura. Existem dois grandes motivos que explicam este fato: primeiro porque a simetria Hermitiana introduz correlação entre os coeficientes do símbolo OFDM e segundo porque o transmissor simulado é superamostrado para simular um sistema de tempo contínuo para assim reduzir as chances de ocorrência de um pico entre amostras sucessivas do sinal (HANZO; WEBB; KELLER, 2000a), (HAN; LEE, 2005),

<sup>2</sup>Veja as curvas de Densidade versus Dados no interior da Figura 13. Os Dados referidos no gráfico representam o conjunto de números pseudo aleatórios e uniformemente distribuídos, a partir dos quais são geradas as subportadoras de informação.

(NEE; WILD, 1998).

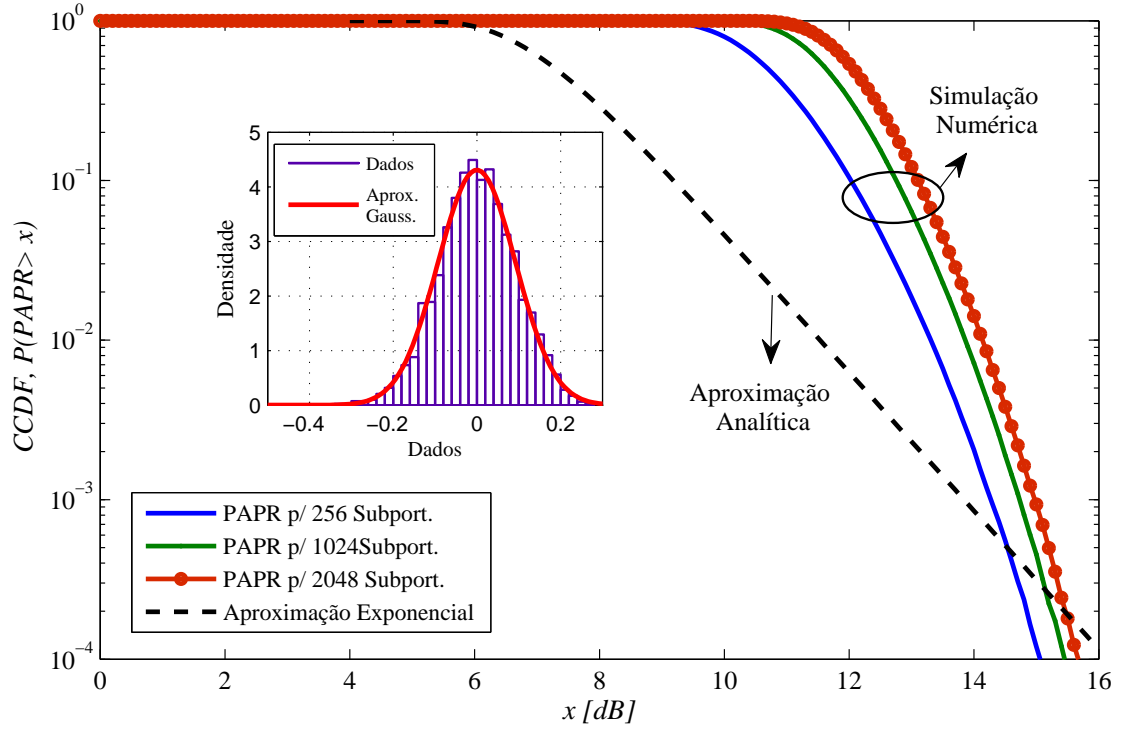


Figura 13: Função densidade acumulada complementar (CCDF) da PAPR do transmissor OFDM simulado para  $N = 256$ , 1024 e 2048 subportadoras mapeadas em 16-QAM. A curva de aproximação analítica refere-se à aproximação exponencial definida em (NEE; WILD, 1998). A imagem interna ilustra a função densidade de probabilidade (PDF) de um sinal OFDM de  $N = 1024$  subportadoras, onde a variável Dados representa a amplitude dos coeficientes do sinal OFDM.

Ceifamento de pico ou *clipping*, enjanelamento de picos, entrelaçamento de subportadoras e pré-distorção são algumas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura. (ARMSTRONG, 2002), (D'ANDREA; LOTTICI; REGGIANNINI, 2001), (JAYALATH; TELLAMBURA, 2000). Entre essas técnicas, o ceifamento de pico é a mais utilizada devido a sua simplicidade de implementação, reduzida complexidade computacional e eficácia quando comparada com as demais.

### 3.3 Ceifamento de Pico

Conhecido como um simples e eficiente método de redução do PAPR de sinais OFDM, o *clipping* reduz as distorções inseridas por dispositivos com curvas características não lineares. Após o ceifamento, o sinal pode ser descrito no domínio do tempo como

$$s_{clip}(t) = \begin{cases} s(t), & |s(t)| \leq A_{max}; \\ A_{max}e^{j\angle s(t)}, & |s(t)| > A_{max}, \end{cases}$$

onde  $s(t)$  é o sinal OFDM gerado e  $A_{max}$  o limiar de *clipping*. Garante-se com isso que a amplitude do sinal não exceda um certo limiar  $A_{max}$  enquanto preserva-se a fase do sinal gerado.

Entretanto, a simplicidade e a suposta eficiência desta técnica contrasta com distorções por ela introduzidas que, oriundas do alargamento espectral ilustrado na Figura 14 provocam ICI entre as subportadoras.

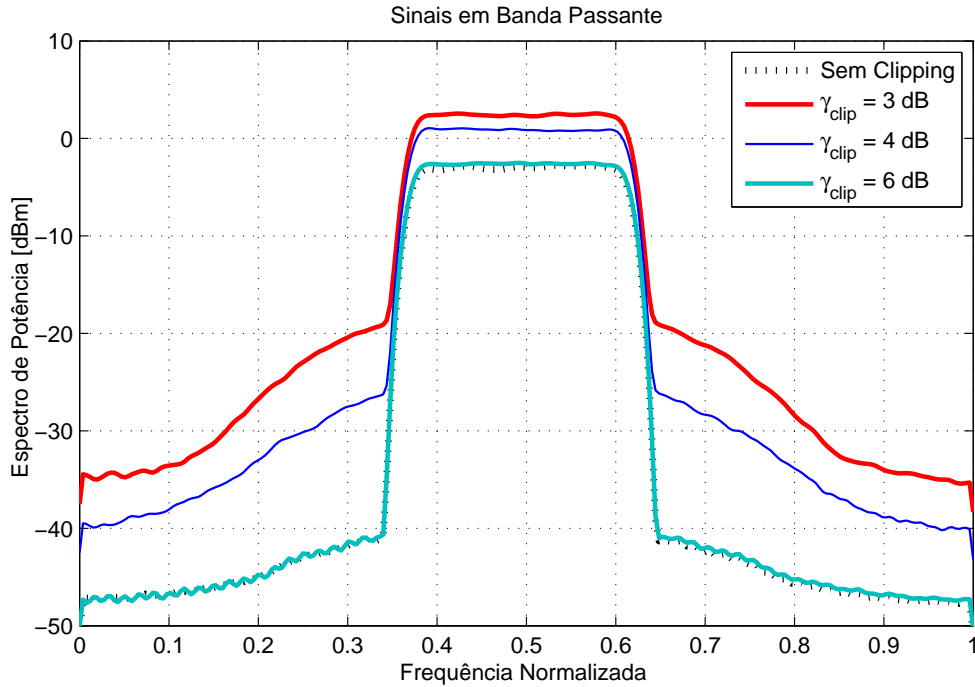


Figura 14: Alargamento espectral produzido pelo ceifamento de pico de sinais multiportadoras OFDM.

Constata-se na Figura 14 que quanto maior o limiar de corte menor é o alargamento no espectro do sinal, tanto que para uma taxa de *clipping*  $\gamma_{clip} = A_{max}/\sqrt{\mathcal{P}_s} = 6$  dB os espectros dos sinais OFDM com e sem ceifamento são similares. Sabe-se porém que a redução da PAPR é tanto maior quanto menor a taxa  $\gamma_{clip}$ .

Deve-se controlar o nível de ceifamento também porque degradações severas no desempenho do sistema são dele provenientes. A Figura 15 mostra a degradação no desempenho de um sistema OFDM sob o efeito do ceifamento de picos em canais com ruído AWGN. Os resultados de simulação computacional permitem avaliar o desempenho pela



métrica EVM (*Error Vector Magnitude*), para diversos valores de SNR e taxa de *clipping*  $\gamma_{clip}$ , mediante a transmissão de aproximadamente 1000 símbolos OFDM contendo cada um  $N = 768$  subportadoras de informação mapeadas em 16-QAM. Demapeados, os subsímbolos complexos foram comparados com os transmitidos para a estimação da magnitude do vetor de erro EVM mediante comparação efetuada entre os símbolos das constelações transmitida,  $X_k$ , e recebida  $\hat{X}_k$  através da igualdade <sup>3</sup>

$$EVM_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N |\hat{X}_k - X_k|}}{|X_{max}|} \right), \quad (3.4)$$

para  $X_{max}$  o ponto de máxima amplitude na constelação (SILVA; VALENTIM; SEGATTO, 2009).

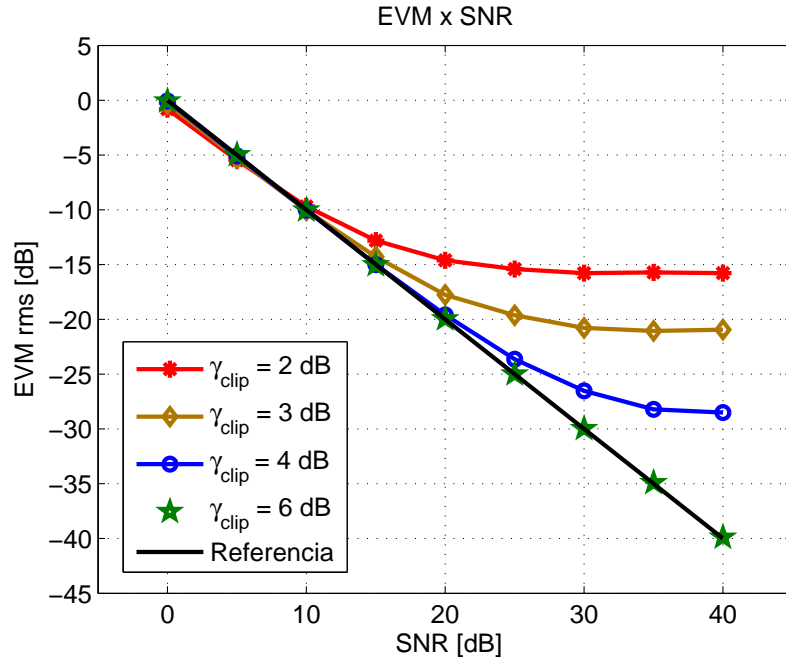


Figura 15: EVM versus SNR do sistema OFDM sob efeito do *clipping*. A curva de referência típica para transmissão em canais com ruído AWGN apenas define a relação entre a EVM e a SNR dada por  $EVM \approx \left[ \frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}}$ .

Nota-se pela Figura 15 que, quanto maior o  $\gamma_{clip}$  menor é a degradação provocada pelo *clipping* e maior é o PAPR do sinal após o ceifamento, o que contradiz com o propósito inicial deste processo. Conclui-se portanto que o processo de ceifamento de pico não é eficiente uma vez que degrada o desempenho do sistema na inserção de distorção aos sinais OFDM, embora reduza o PAPR dos mesmos. Apenas os valores de  $\gamma_{clip} \geq 4$  dB provam níveis de EVM aceitáveis.

<sup>3</sup>Em canais com apenas ruído AWGN  $EVM = -SNR$  dB.

### 3.4 CE-OFDM

A modulação OFDM com envelope ou envoltória constante CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*) foi proposta por Steve Thompson em (THOMPSON et al., 2008) para reduzir a PAPR de sinais OFDM em sistemas de transmissão sem fio. A técnica consiste em modular a fase de uma portadora elétrica com sinais OFDM convencionais para reduzir para 0 dB a PAPR dos referidos sinais e assim eliminar as distorções provenientes de amplificadores de potência utilizados nas transmissões sem fio. Este processo de redução da razão entre as potências máxima e média dos sinais em questão mostrou-se bastante eficaz no combate às distorções estudadas por Thompson, porém a um custo computacional e um alargamento espectral que devem ser considerados na intenção de aplicar a técnica para reduzir efeitos de não linearidades inerentes a outros sistemas de comunicação.

#### 3.4.1 Concepção Básica

Modular a fase de uma portadora elétrica com um sinal OFDM resulta em um sinal multiportadora em banda passante com envoltória e potência instantânea constantes. Doravante denominado de sinal OFDM com envelope constante (CE-OFDM), este origina-se portanto de um mapeamento cujo "mapeador" é um modulador de fase que tem como principal vantagem reduzir ou até mesmo anular a PAPR de sinais multiportadoras convencionais (THOMPSON, 2005). Em um sistema OFDM convencional, o sinal em banda base da equação (3.3) é convertido em um sinal modulado em amplitude e banda lateral dupla na banda passante, fazendo <sup>4</sup>  $y(t) = \Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} = A_x(t) \cos[2\pi f_c t + \phi_x(t)]$  para  $A_x = |x(t)|$ ,  $\phi_x(t) = \arg[x(t)]$ ,  $f_c$  a frequência central e  $j = \sqrt{-1}$ . Já no sistema CE-OFDM o sinal da equação (3.3) é, depois de transformado em  $s(t) = Ae^{j\alpha x(t)}$ , na banda passante o sinal  $y(t)$  modulado em fase com banda lateral dupla dado por

$$\begin{aligned} y(t) &= \Re\{As(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ y(t) &= \Re\{Ae^{j\alpha A_x(t)\exp[j\phi_x(t)]}e^{j2\pi f_c t}\} \\ y(t) &= A \cos[2\pi f_c t + \alpha x(t)], \end{aligned} \tag{3.5}$$

onde  $A$  é a amplitude do sinal e  $\alpha$  a constante que quantifica o desvio de fase. Ou seja, o sinal OFDM é usado para modular a fase de uma portadora de amplitude  $A$  centrada em  $f_c$  e por conseguinte com potência média constante igual a  $\frac{A^2}{2}$ . A Figura 16 ilustra a forma de onda do sinal OFDM em banda base, bem como as forma de onda de sinais em

<sup>4</sup>Convém analisar o sinal em tempo contínuo, embora na equação (3.3) ele é de tempo discreto.

banda passante, centrados em  $f_c = 12$  MHz e obtidos por simulação computacional de transmissores OFDM e CE-OFDM de  $N = 1024$  subportadoras com simetria Hermitiana, espaçados em  $\Delta_f = 9.7$  kHz em uma largura de banda total  $Bw = 10$  MHz.

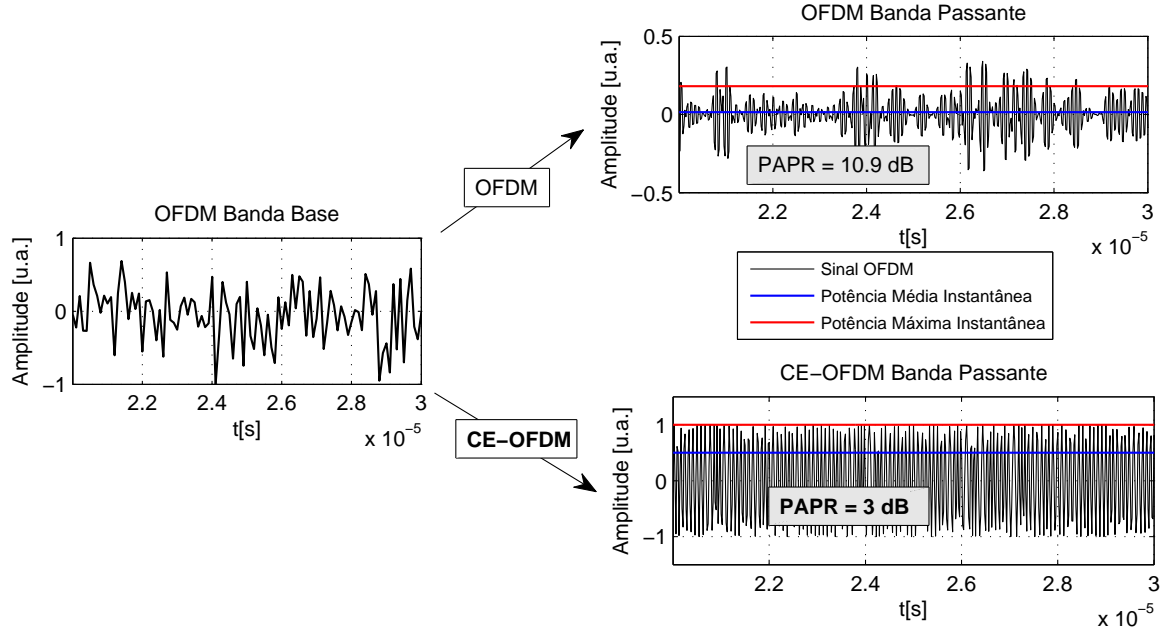


Figura 16: Formas de onda de sinais OFDM e CE-OFDM em banda passante.

A concepção básica da técnica de transformação CE-OFDM que reduziu a PAPR do sinal OFDM de 10.9 dB ilustrado na Figura 16, para apenas 3 dB é mostrada na Figura 17. Por motivos de adaptação em sistemas ópticos IMDD, esta é ligeiramente diferente<sup>5</sup> da concepção original detalhada em (THOMPSON, 2005), a qual, designada para comunicação em tecnologias sem fio, reduz a PAPR para 0 dB utilizando-se de uma exponencial complexa antes de um amplificador para maximizar sua eficiência de potência.

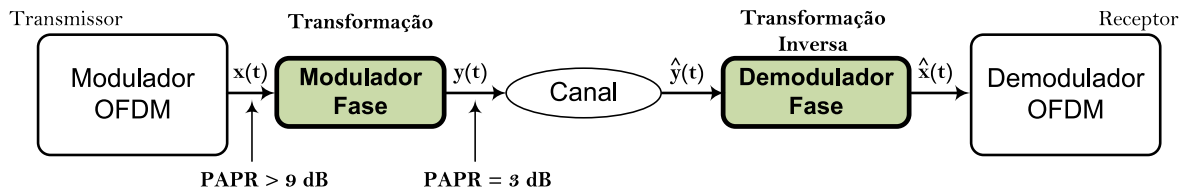


Figura 17: Concepção básica da técnica CE-OFDM.

Conforme ilustra a Figura 17, o sinal na saída do multiplexador OFDM de PAPR elevado é transformado em um sinal de PAPR baixo por um deslocamento em frequência

<sup>5</sup>Vide capítulo 5 para melhor entendimento desta diferença de implementação.

realizado por um modulador de fase analógico antes de sua inserção no canal de comunicação. Realiza-se na recepção a transformação inversa através de um demodulador de fase, o qual realiza a conversão do sinal da banda passante para a banda base, antes do demodulador OFDM convencional.

### 3.4.2 Propriedades do Sinal CE-OFDM

É natural que questionamentos referentes à largura de banda, eficiência espectral e ao desempenho de sistemas que utilizem a técnica de modulação não linear CE-OFDM sejam levantados. Questões acerca do papel do índice de modulação de fase  $h$  de moduladores de ângulo no compromisso entre largura de banda de sinal e desempenho de sistema são deveras pertinentes. E é a partir da equação (3.5) que inicia-se a abordagem definindo  $\alpha = 2\pi h C_N$ , para  $C_N$  uma constante que normaliza a variância do sinal OFDM  $x(t)$ . Definindo  $\phi(t) = 2\pi h C_N x(t)$ , tal normalização faz com que a variância do próprio  $\phi(t)$  seja  $\sigma_\phi^2 = (2\pi h)^2$ , dependente apenas do índice de modulação  $h$  (THOMPSON et al., 2004). Com isso,

$$y(t) = A \cos[2\pi f_c t + 2\pi h C_N x(t)], \quad (3.6)$$

é o sinal CE-OFDM em banda passante, de onde determina-se as energias de símbolo e de bit como  $E_s = \frac{A^2 T}{2}$  e  $E_b = \frac{A^2 T}{2N \log_2 M}$ , para  $A$  a amplitude do sinal,  $T$  a duração do sinal OFDM,  $N$  a quantidade de subportadoras de informação e  $M$  ( $M = 16$  para 16-QAM) o nível de modulação ou mapeamento empregado nas subportadoras.

A expressão matemática que melhor exprime a largura de banda do sinal CE-OFDM da equação (3.6) é a definida pelo valor quadrático médio RMS (*root-mean-square*)

$$B_{RMS} = \max(2\pi h, 1) B_W, \quad (3.7)$$

o qual contabiliza no mínimo 90% da potência do sinal e onde  $B_W \equiv \frac{N}{T}$  Hz é a largura de banda do sinal OFDM (TELLADO, 2000), (THOMPSON et al., 2008). Conclui-se portanto que, a largura de banda de um sinal CE-OFDM deve ser no mínimo igual à largura de banda do sinal OFDM que o gerou. A partir da taxa de transmissão <sup>6</sup>  $R_b = \frac{N \log_2(M)}{T}$  b/s determina-se a eficiência espectral do sistema  $\eta$  através de

$$\eta = \frac{R_b}{B_{RMS}} = \frac{\log_2(M)}{\max(2\pi h, 1)} \quad \text{b/s/Hz}. \quad (3.8)$$

---

<sup>6</sup>Estimativa grosseira, uma vez que nem a redundância inserida pelo prefixo cíclico é levado em consideração.

A dependência da largura de banda com o índice de modulação de fase  $h$  é ilustrada na Figura 18, onde também está representada o espectro de potência de um sinal OFDM convencional. Observa-se na Figura 18 que o aumento do parâmetro  $h$  conduz a um

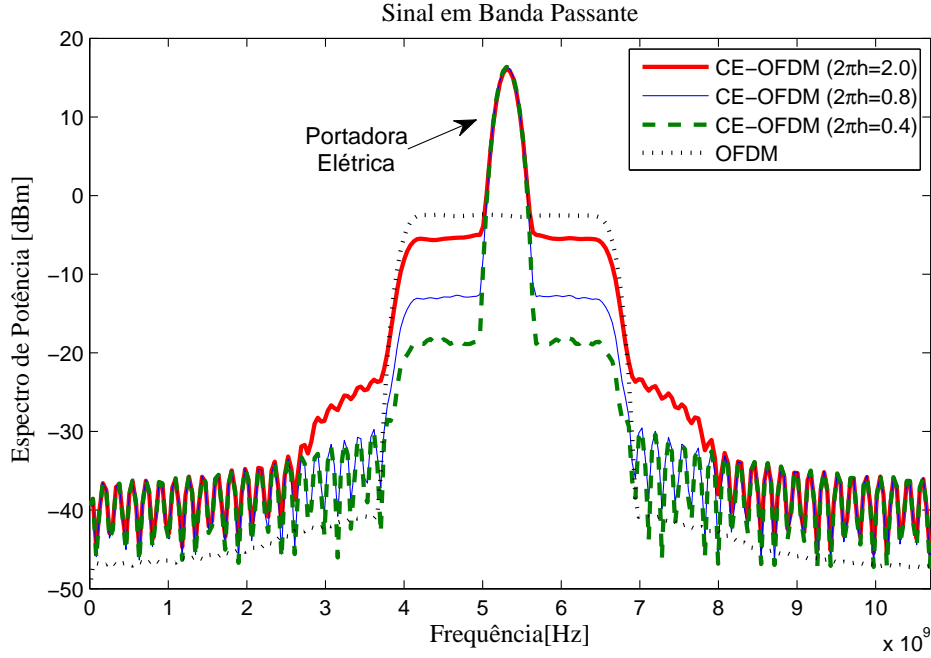


Figura 18: Densidade espectral de potência de sinais OFDM e CE-OFDM para  $2\pi h = 0.4, 0.8, 2.0$ . A portadora elétrica dos sinais CE-OFDM é representada pelas raiais espectrais localizadas em  $f_c = 5.3$  GHz.

espalhamento espectral que pode causar interferência entre canais adjacentes. Para  $2\pi h = 2.0$  boa parte do espectro espalha-se para fora da banda do sinal OFDM original.

### 3.4.3 Desempenho de sistemas CE-OFDM em canais AWGN

A transmissão de sinais OFDM com envelope constante em um canal com ruído aditivo Gaussiano branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) foi simulada para averiguar o desempenho de sistemas CE-OFDM perante variações do parâmetro  $h$  para diversos valores da relação potência de sinal e potência de ruído SNR (*Signal-to-Noise Ratio*). A Figura 19 apresenta detalhes do diagrama de blocos do sistema simulado composto por um transmissor (CE-OFDM Tx) e um receptor (CE-OFDM Rx).

Conforme ilustrado na Figura 19, ao conjunto de subportadoras  $X_k$  previamente mapeadas em um diagrama de constelação de  $M = 2^n$  níveis, para  $n$  a quantidade de bits por subportadora, é aplicada a simetria Hermitiana para a geração de um sinal OFDM convencional com coeficientes reais na saída do modulador e/ou multiplexador IFFT. À

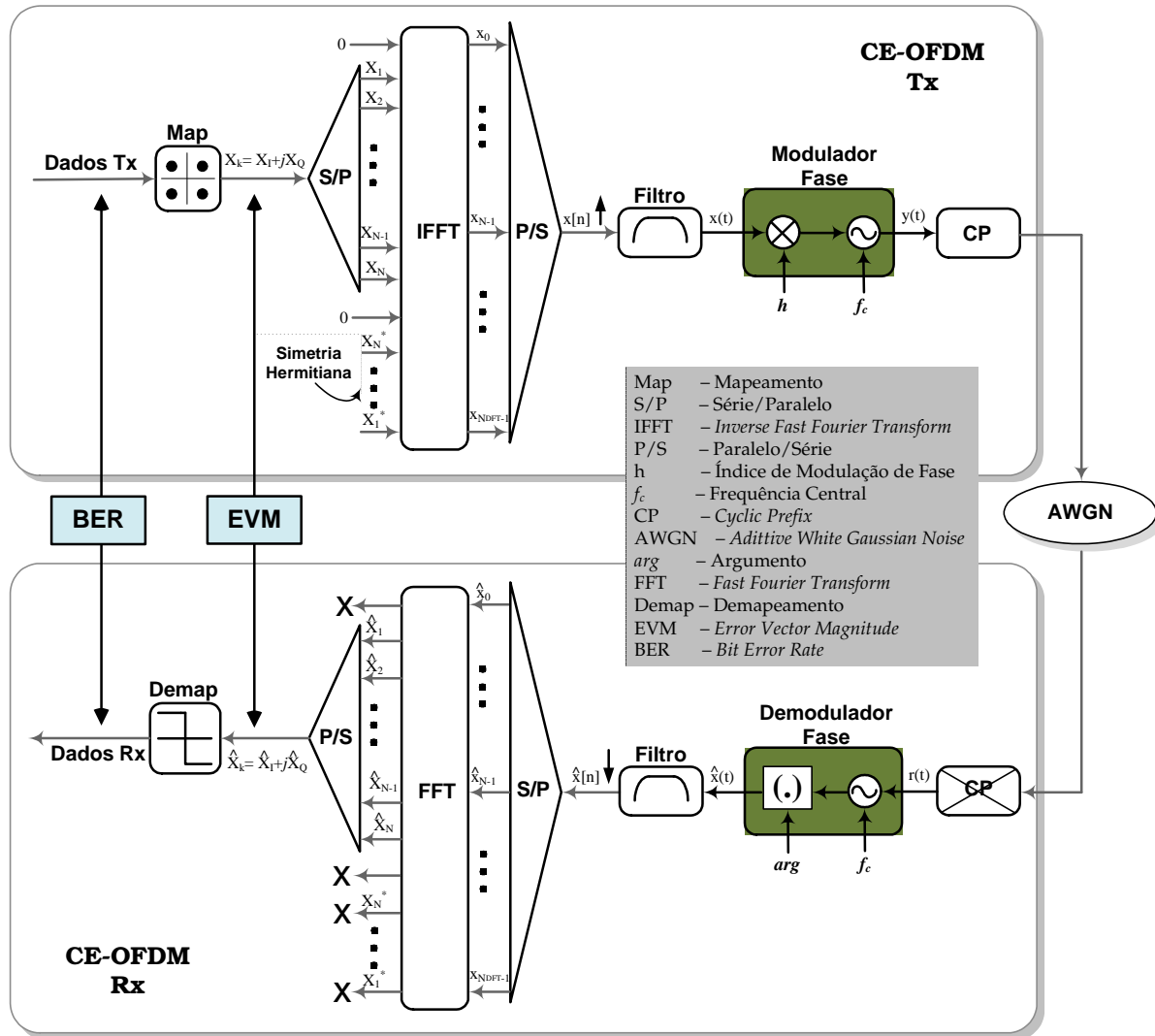


Figura 19: Sistema CE-OFDM simulado em um canal com ruído AWGN.

entrada do modulador de fase analógico é concebido o sinal real  $x(t)$  proveniente do enjanelamento do sinal serializado e superamostrado  $x[n]$ , por um filtro conformador do tipo cosseno levantado. Preparado conforme explicado na subseção 3.4.2, este sinal modula a fase de uma portadora centrada em  $f_c$ , gerando assim o sinal OFDM com envelope constante  $y(t)$ , ao qual adiciona-se ruído AWGN depois da inserção do prefixo cíclico CP (*Cyclic Prefix*). O resgate do sinal OFDM  $\hat{x}(t)$  é realizado por um demodulador de fase mediante aplicação do operador arcotangente  $\arg(\cdot)$  no argumento da versão em banda base e reamostrada do sinal  $r(t)$ . Ambiguidades de fase gerados pelo canal são minimizados pela função *unwrap*<sup>7</sup> do *software* de simulação Matlab. A demodulação OFDM convencional efetua a detecção das subportadoras de informação  $\hat{X}_k$  transmitidas.

A Figura 20 mostra o resultado de simulações do sistema proposto para diferentes valores de índice de modulação de fase  $h$  e para  $SNR = 10, 12$  e  $15$  dB. Para tal, um *frame* de 1000 símbolos CE-OFDM de  $N_{FFT} + N_{CP} = 1024 + 64 = 1088$  pontos cada – onde  $N_{CP}$  é a quantidade de amostras do intervalo de guarda – foi transmitido, contendo cada símbolo  $N = (N_{FFT}/2) - 1 = 511$  subportadoras, sendo  $N_s = 384$  de informação e as restantes zeradas. A frequência central da portadora, a largura de banda, a taxa de amostragem e a taxa de transmissão do sistema são respectivamente,  $f_c = 1.7$  GHz,  $B_w = 3.5$  GHz,  $F_s = 14$  GHz e  $R_b = 10$  Gb/s. Para a estimativa de taxa de erro de bit BER (*Bit Error Rate*) foi realizada uma contagem direta de erros comparando-se os bits transmitidos e os recebidos.

Observa-se pela Figura 20 que o desempenho do sistema aumenta com a  $SNR$ . O mesmo não acontece com o aumento do parâmetro  $2\pi h$ . Neste quesito, o comportamento das curvas de BER é justificado pelo fato do desempenho ser limitado pela  $SNR$  para  $2\pi h < 0.4$ , e pela inserção de ruídos de fase não lineares inerentes à modulação de fase analógica para  $2\pi h > 0.9$ . Nota-se que o ponto de mínima BER não é o mesmo para todos os valores de  $SNR$ , sendo 0.8, 0.7 e 0.5 para  $SNR = 10, 12$  e  $15$  dB respectivamente. O mesmo não acontece com as curvas de desempenho EVM. Nestas, a mínima EVM estagna-se no valor  $2\pi h = 0.8$  que não corresponde à menor BER para valores de  $SNR > 10$  dB. Tal fato é explicado pelo comportamento não linear do sistema para altos valores do parâmetro  $h$ , uma vez que, embora a média do erro entre os pontos da constelação apresenta um valor ótimo, a BER estimada é alta devido a desvios de fase de natureza não linear em algumas subportadoras<sup>8</sup>. Os valores de EVM para o desempenho de um

<sup>7</sup>Não representado no diagrama por motivos de simplificação.

<sup>8</sup>Recomenda-se portanto utilizar a BER em vez da EVM nas análises de desempenho em que efeitos não lineares são levados em consideração. É por isso que a taxa de erro de bits foi a figura de mérito adotada para avaliar desempenho no capítulo 6.

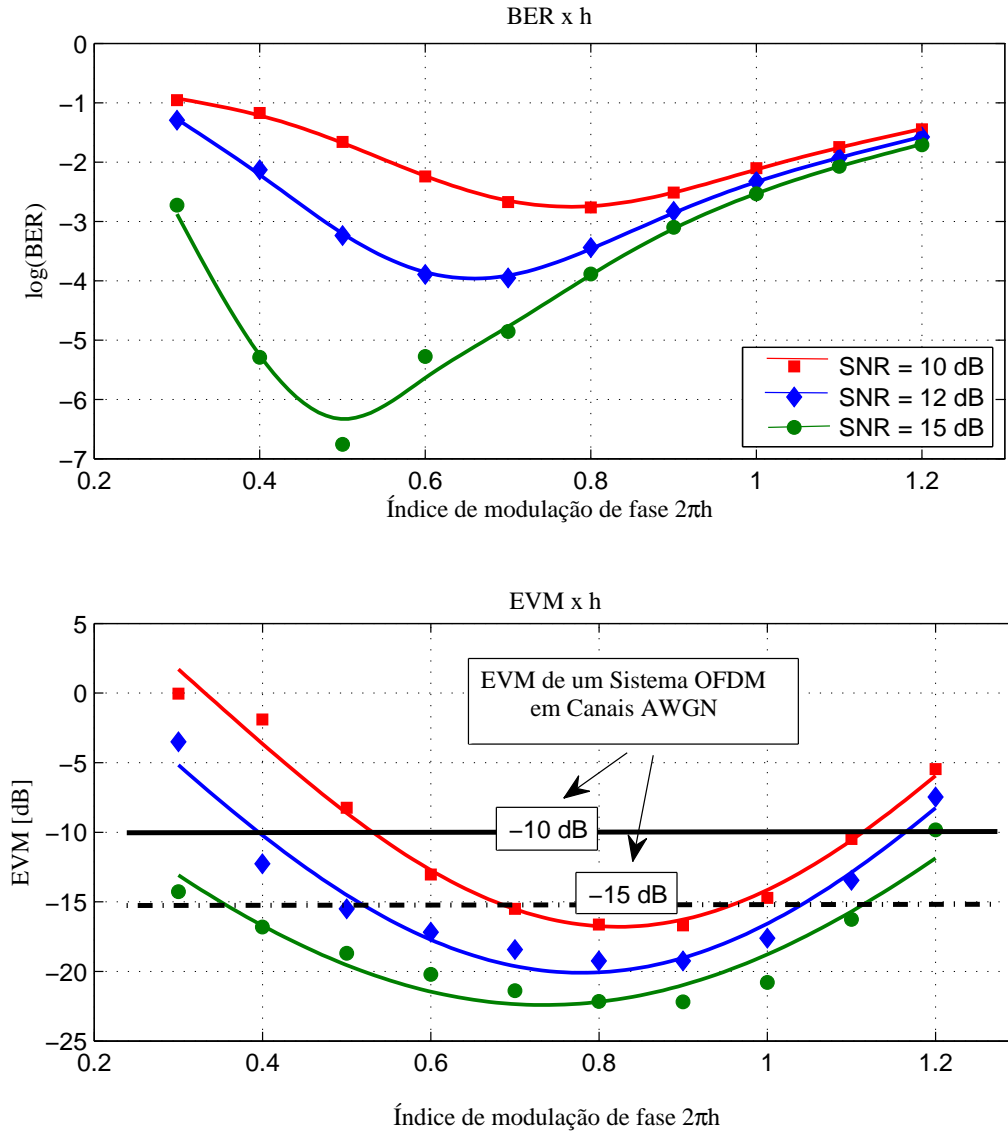


Figura 20: Desempenho BER versus  $h$  e EVM versus  $h$  do sistema CE-OFDM em um canal com ruído aditivo AWGN. Os desempenhos  $EVM = -10$  e  $-15$  dB oriundos da transmissão de sinais OFDM em canais com ruído AWGN apenas foram obtidos para  $SNR = 10$  e  $15$  dB respectivamente.



sistema OFDM convencional em canais AWGN são mostrados na Figura 20 a título de comparação.

## 4 OFDM em Sistemas Ópticos

A quantidade de artigos científicos publicados em periódicos que retratam a aplicação da técnica OFDM em sistemas de comunicação ópticas aumentou consideravelmente nos últimos quatro anos, principalmente pela capacidade da técnica em compensar eletronicamente a dispersão total em longos enlaces (*long-haul*) de fibra (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). O crescente desenvolvimento das tecnologias de processamento digital de sinais a altas taxas de transferências também contribuiu para o despertar de interesses pela transmissão linear de sinais OFDM que modulam um *laser* diretamente ou modulam a intensidade deste através de um modulador externo. Além disso, a crescente demanda das redes ópticas pelo aumento das taxas de transferência conduziu os pesquisadores a ensaios laboratoriais como prova de viabilidade da referida técnica nos mais variados tipos de redes (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008), (JANSEN et al., 2008), (PENG et al., 2009), (COURA; SILVA; SEGATTO, 2009).

### 4.1 DDO-OFDM e CO-OFDM

Existem hoje duas grandes linhas de pesquisas em sistemas multiportadoras ópticas OOFDM (*Optical OFDM* ou *OFDM Optics*), que diferenciam-se essencialmente pela recepção do campo óptico representante do sinal OOFDM. Se o componente de frequência óptica do receptor, ao qual o sinal OOFDM é misturado, for um oscilador local, então, o sistema é denominado sistema CO-OFDM (*Coherent Optical OFDM*) (JANSEN et al., 2009). Se este for transmitido juntamente com o sinal OOFDM, ao sistema dá-se o nome de sistema óptico OFDM com detecção direta DDO-OFDM (*Direct Detection Optical OFDM*) (SCHMIDT et al., 2009), (LEIBRICH et al., 2009). Os diagramas ilustrados nas Figuras 21 e 22 apresentam detalhes de sistemas da transmissão de sinais multiportadoras OFDM em sistemas ópticos com detecção direta e coerente mais encontrados na literatura. Os sinais oriundos do transmissor OFDM (OFDM Tx) modulam a intensidade (potência instantânea) de um laser CW (*Continuous Wave*) através de um modulador óptico ex-

terno MZM (*Mach-Zehnder Modulator*) de um braço no caso dos sistemas DDO-OFDM e CO-OFDM Heteródino. Na transmissão CO-OFDM Homódina normalmente emprega-se um modulador em quadratura para prover um campo óptico proporcional à intensidade das componentes em fase I (*In-phase*) e em quadratura Q (*Quadrature*) do sinal elétrico OFDM. Na saída do MZM com apenas um braço utiliza-se um filtro óptico SSB (*Single-Side Band*) de forma a inserir na fibra um sinal OOFDM de banda lateral única. A transmissão de sinais OFDM em longos enlaces de fibra SMF (*Single-Mode Fiber*) sem fibras compensadoras de dispersão DCF (*Dispersion Compensating Fiber*) só é possível perante a detecção de campos ópticos de banda lateral única SSB, uma vez que os desvios de fase dependentes da frequência causados pela dispersão cromática no sinal óptico, traduzidos para o domínio elétrico nas subportadoras do sinal OFDM, são corrigidos por um banco de multiplicadores complexos nas subportadoras normalmente denominado equalizador de um atraso (*one tap equalizer*). Um filtro de redução da banda do ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) se faz necessário após amplificação óptica realizada no final de cada *span* de fibra SMF.

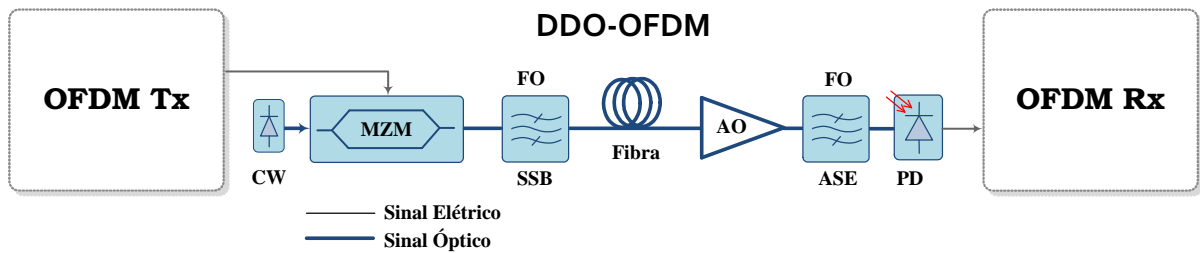


Figura 21: Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta DDO-OFDM típico. CW - *Continuous Wave*, MZM - *Mach-Zehnder Modulator*, FO - Filtro Óptico, SSB - *Single-Side Band*, AO - Amplificador Óptico, ASE - *Amplified Spontaneous Emission*, PD - *Photodetector*.

Observa-se nas Figuras 21 e 22 a inexistência de fibras compensadoras de dispersão, presença obrigatória nos longos enlaces ópticos atualmente implantados. O acoplador de 3 dB e a híbrida de 90° presentes nos receptores Heteródino e Homódino respectivamente são os dispositivos que fazem o acoplamento do sinal OOFDM com o oscilador local LO (*Local Oscillator*) indispensável em sistemas CO-OFDM.

Embora seja mais sensível a ruídos de fase provocados por desvios entre os osciladores locais do transceptor óptico, as pesquisas apontam para a adoção da detecção coerente CO-OFDM em sistemas ópticos de longas distâncias (*long-haul*), por melhorar consideravelmente a sensibilidade<sup>1</sup> do receptor. Esta indicação baseia-se também no fato da detecção

<sup>1</sup>A sensibilidade do receptor é a potência de entrada no receptor que garante uma taxa de erro de bits

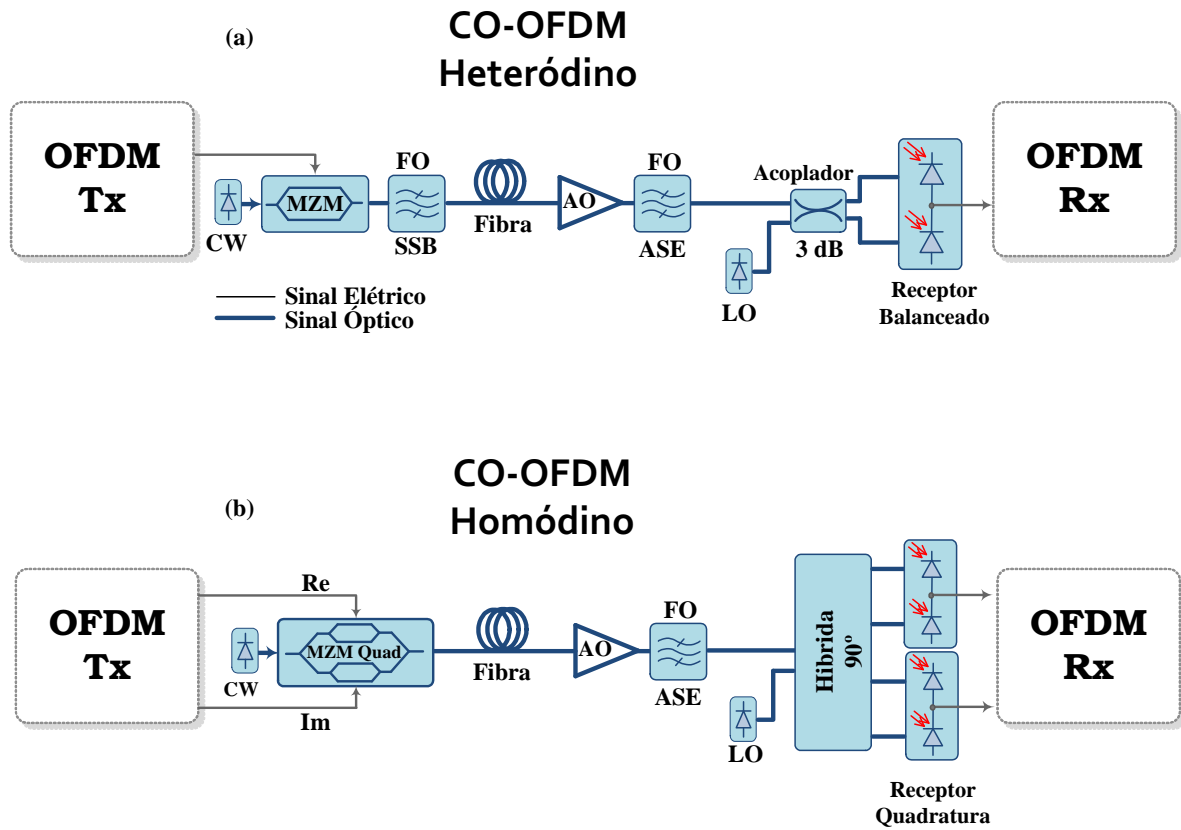


Figura 22: Transmissão multiportadora OFDM em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção coerente CO-OFDM típico. a) Receptor Heteródino. b) Receptor Homódino. CW - *Continuous Wave*, MZM - *Mach-Zehnder Modulator*, FO - Filtro Óptico, SSB - *Single-Side Band*, AO - Amplificador Óptico, ASE - *Amplified Spontaneous Emission*, LO - *Local Oscillator*.

direta desperdiçar boa parte da potência na transmissão da portadora óptica <sup>2</sup>, além de reservar uma banda de guarda entre a portadora óptica e o sinal OFDM para combater produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*) gerados pelo fotodiodo na recepção (LOWERY, 2008). A Figura 23 ilustra bem o melhor aproveitamento da potência e do espectro dos sistemas CO-OFDM. Entretanto, o custo benefício que advém do reduzido número de componentes empregados na recepção em sistemas DDO-OFDM vem motivando os interessados em sua aplicação também nas comunicações em longas distâncias. As investigações realizadas nesta Tese enquadram-se nesta linha de pesquisa, mais especificamente na transmissão em fibras monomodais SMF de sinais OFDM que linearmente modulam em intensidade o campo óptico de um laser CW, através de moduladores externos MZM, sendo os sinais OFDM ópticos de banda lateral única detectados por um único fotodetector.

Assim sendo, considerando apenas o efeito linear da dispersão, após propagação em fibras SMF com resposta em frequência

$$H_f(w) = e^{jw^2(\frac{\beta_2}{2})L_f}, \quad (4.1)$$

para  $j = \sqrt{-1}$ ,  $w = 2\pi f$ , sendo  $f$  a frequência do sinal elétrico,  $\beta_2$  o parâmetro GVD (*Group Velocity Dispersion*) e  $L_f$  o comprimento da fibra; e posterior filtragem pelo filtro ASE de resposta em frequência  $H_{FO}$ , o sinal detectado pode ser escrito como

$$y_{det}(t) = |E(t)|^2 = |(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)|^2 \quad (4.2)$$

$$= [(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)] \cdot [(A + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)]^* \quad (4.3)$$

$$= |A|^2 + As(t)e^{j2\pi f_b t} \otimes h(t) + As^*(t)e^{-j2\pi f_b t} \otimes h^*(t) + |s(t) \otimes h(t)|^2, \quad (4.4)$$

onde  $E(t)$  representa o campo elétrico do sinal óptico na entrada do fotodetector composto pelo sinal OOFDM SSB centrado em  $f_b$  e matematicamente representado por  $s(t)e^{j2\pi f_b t}$ , e pela componente DC  $A$  que caracteriza a portadora óptica (BARROS; KAHN, 2010). A resposta impulsiva de todo o canal óptico  $h(t)$  é dada pela transformada inversa de Fourier de  $H(w) = H_f(w) \cdot H_{FO}(w)$ . Conclui-se a partir da expansão realizada que os efeitos dos produtos de intermodulação  $|s(t) \otimes h(t)|^2$  gerados na detecção direta são eliminados mediante a concepção de uma banda de guarda com largura mínima igual à largura de banda do sinal OFDM óptico SSB conforme ilustrado na Figura 23.

---

prefixada (normalmente,  $BER = 10^{-9}$  em sistemas ópticos).

<sup>2</sup>Ao atribuir à portadora óptica metade da potência do sinal inserido na fibra registra-se uma inerente perda 3 dB na relação sinal ruído óptica OSNR (*Optical Signal-to-Noise Ratio*).

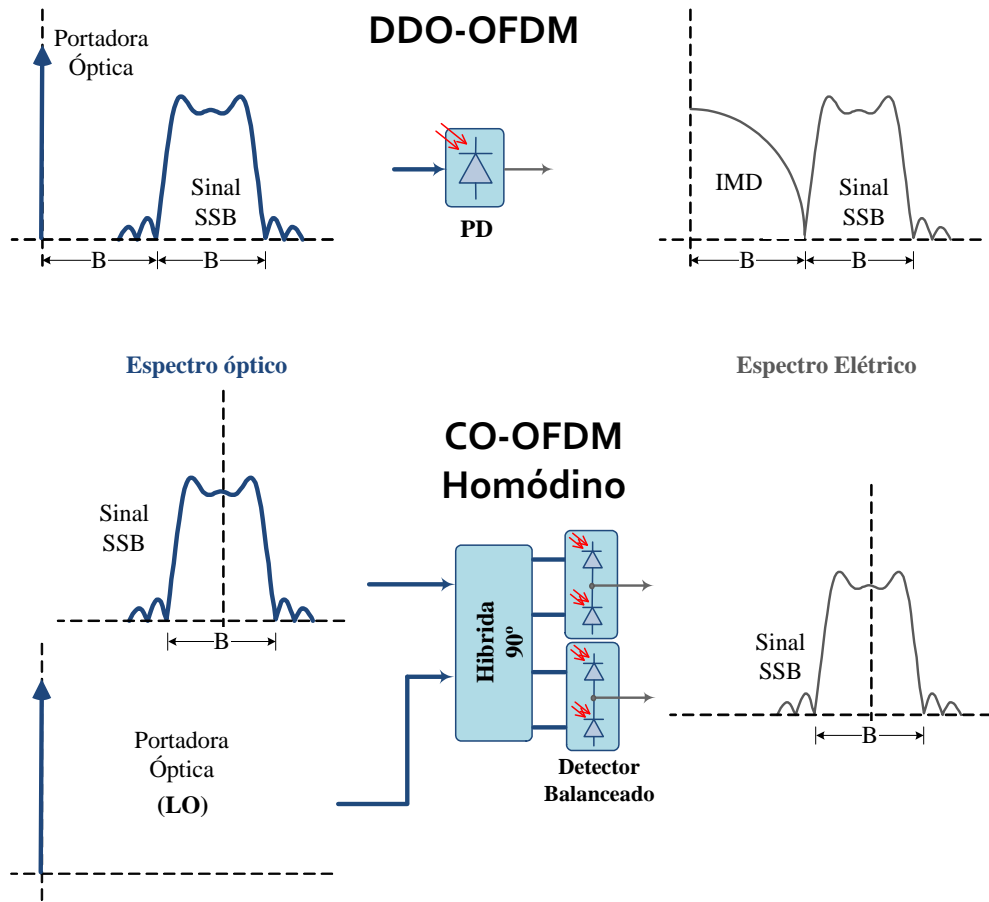


Figura 23: Espectros óptico e elétrico de sinais OFDM nas detecções direta e coerente Homódino. Recomenda-se reservar uma banda de guarda  $B_G$  no mínimo igual a largura de banda do sinal  $B_w = B$ . SSB - *Single-Side Band*, LO - *Local Oscillator*, PD - *Photodetector*

## 4.2 OFDM em sistemas Ópticos IMDD

Existem na literatura diversas e variadas implementações de transmissores e receptores OFDM utilizadas em simulações computacionais e em experimentos em laboratórios de sistemas OFDM óptico com detecção direta IMDD (DDO-OFDM) (LOWERY; ARMSTRONG, 2007), (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008), (JANSEN et al., 2009), (PENG et al., 2009). Os diagramas de blocos de três das principais e mais empregadas nesta linha de estudos são apresentados e explanados nesta seção. Em ambos os sistemas DDO-OFDM apresentados nas Figuras 24 e 25 é disponibilizado na entrada do enlace óptico um sinal OFDM analógico com banda lateral dupla DSB (*Double-Side Band*) com coeficientes reais por apenas um conversor digital-analógico DAC (*Digital-to-Analogue Converter*) no sistema DDO-OFDM I e por um par destes no DDO-OFDM II. Isso demanda um filtro óptico passa bandas na saída do MZM de único um braço para a concepção de um sinal OFDM SSB óptico.

A principal diferença entre estes dois transceptores está na geração dos sinais OFDM com coeficientes reais. Enquanto o primeiro emprega a simetria Hermitiana na entrada do modulador IFFT, o segundo utiliza "misturadores" analógicos (*Electrical IQ mixer*) para modular em amplitude uma portadora de rádio frequência RF (*Radio Frequency*) com as partes real e imaginária dos sinais OFDM de coeficientes complexos obtidos na saída do modulador IFFT. Ou seja, a ineficiência espectral de um é contrabalançada pela modulação adicional do outro. Conforme ilustram as Figuras 24 e 25, a banda de guarda que separa a portadora óptica do sinal OOFDM é obtida no sistema DDO-OFDM I após zerarem-se (*Zero Padding*) algumas subportadoras na entrada do modulador elétrico IFFT, enquanto que na implementação DDO-OFDM II esta tarefa é reservada à modulação analógica adicional.

Uma alternativa de implementação que elimina o filtro óptico SSB usado nas duas primeiras é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 26. Denominado DDO-OFDM III este sistema usa um modulador óptico externo Mach-Zehnder em quadratura e portanto de dois braços para fazer a conversão eletro-óptico dos sinais OFDM analíticos de coeficientes complexos e de banda lateral única concebidos pela transformada de Hilbert. Portanto, assim como no sistema DDO-OFDM II, este utiliza um par de DAC's na saída do bloco transmissor, embora usa apenas um na recepção.

O sinal SSB é concebido pela transformada de Hilbert aplicada aos  $N_{FFT}$  coeficientes de entrada do modulador/multiplexador IFFT que consiste em zerar metade das supor-

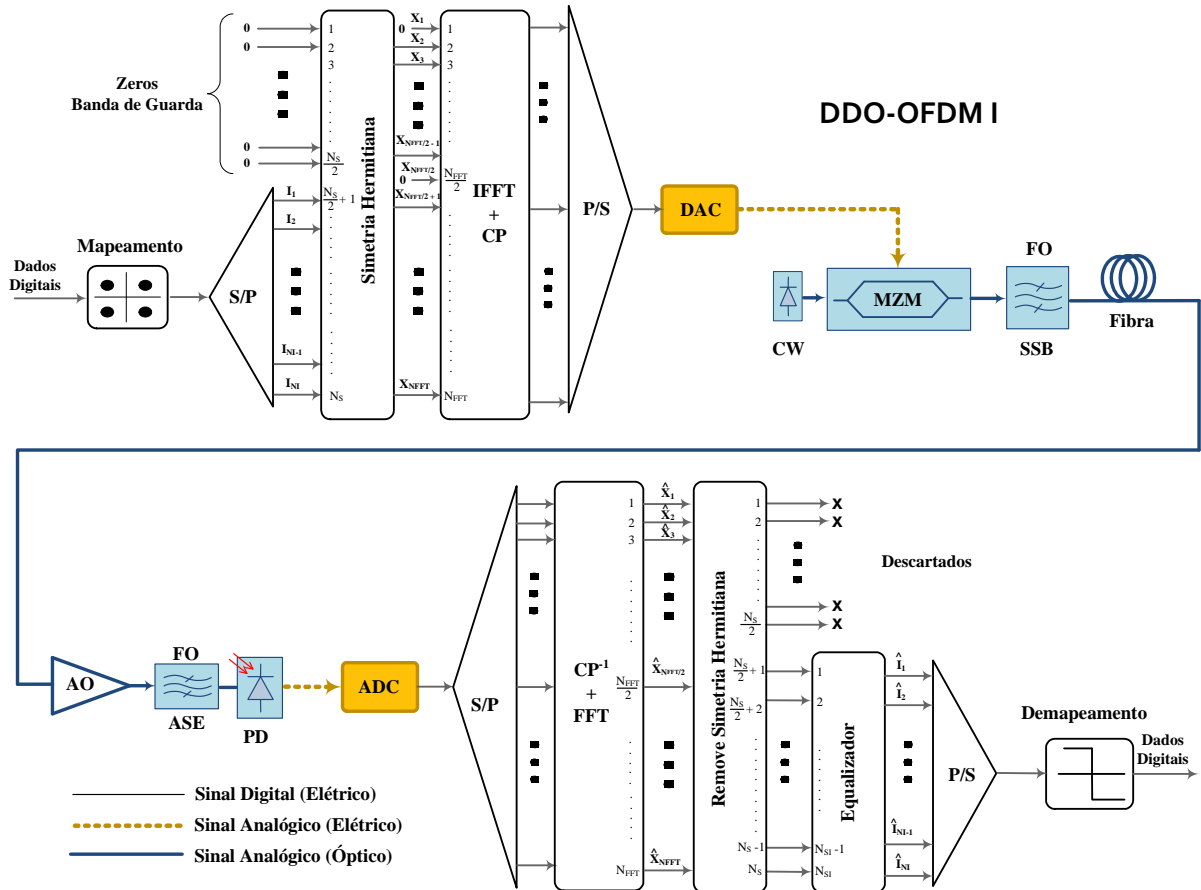


Figura 24: Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM I. A geração de sinais OFDM com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o Zero Padding. *IFFT* - Inverse Fast Fourier Transform, *CP* - Cyclic Prefix, *P/S* - Conversão Paralelo para Serial, *DAC* - Digital-to-Analog Converter, *ADC* - Analog-to-Digital Converter, *S/P* - Conversão Serial para Paralelo, *FFT* - Fast Fourier Transform, *CP<sup>-1</sup>* - Remoção do CP.



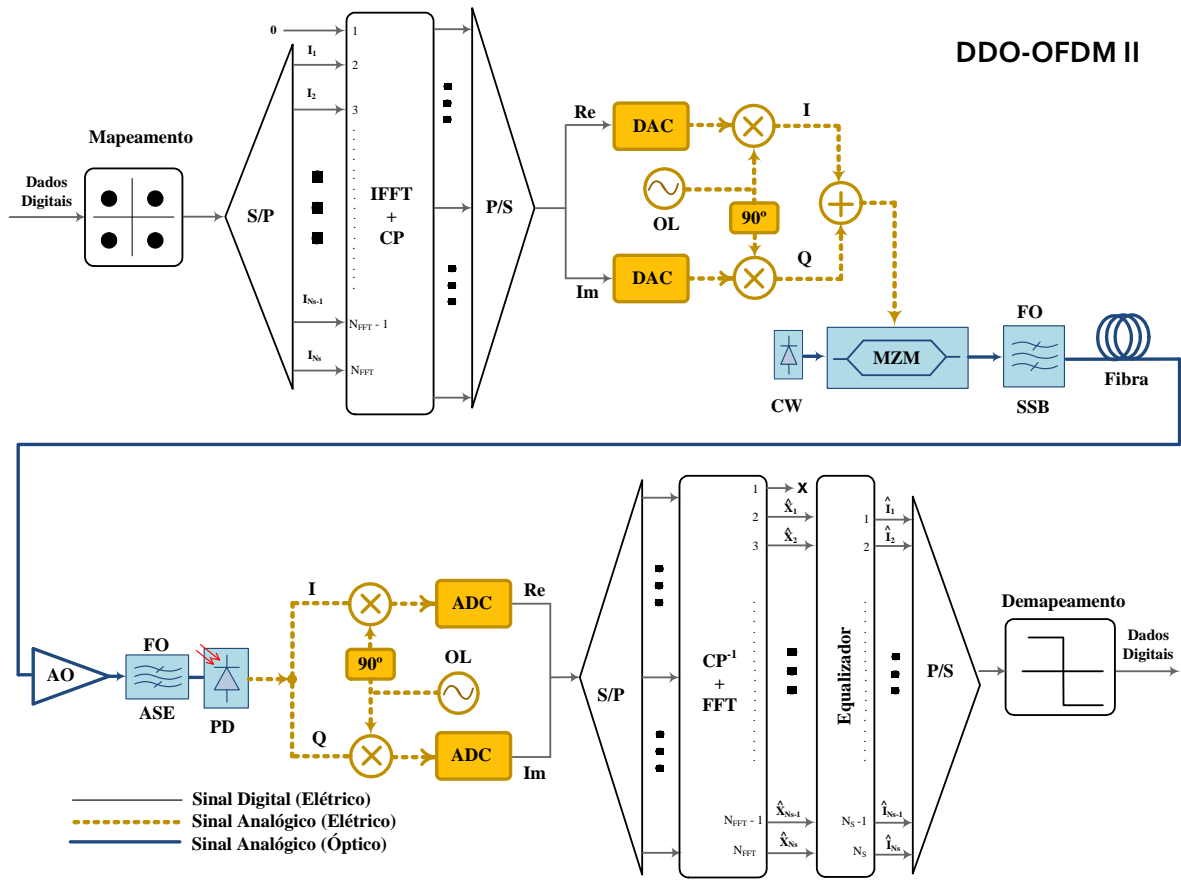


Figura 25: Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM II. A geração dos sinais OFDM com coeficientes reais e da banda guarda é realizada com a modulação analógica adicional. OL - Oscilador Local,  $Re$  - parte Real,  $Im$  - parte Imaginária,  $I$  - *In-phase*,  $Q$  - *Quadrature*.

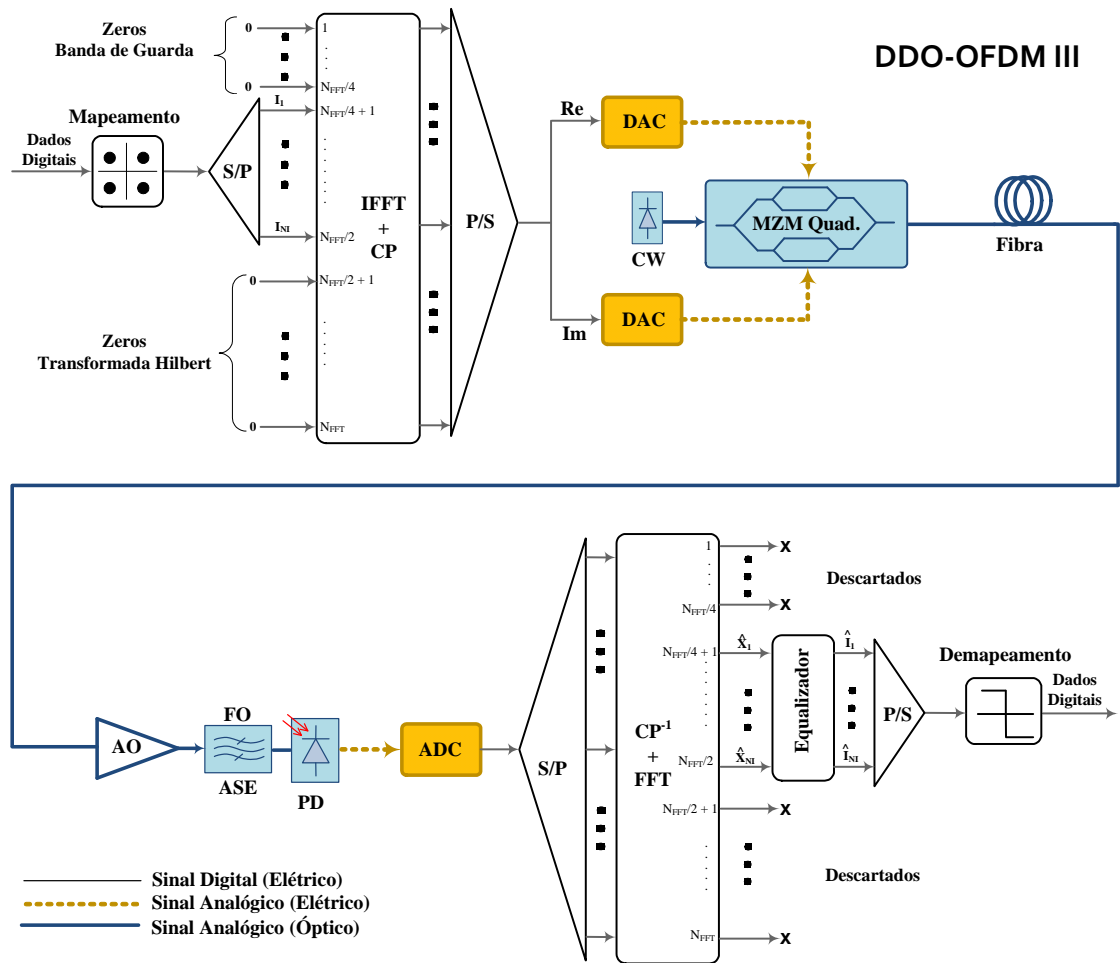


Figura 26: Diagrama de blocos do sistema DDO-OFDM III. Neste são gerados sinais OFDM com coeficientes complexos e a banda de guarda implementada pelo *zero padding*.

tadoras na entrada do modulador. Assim, o vetor  $X$  na de entrada do IFFT pode ser descrito como

$$X = [X_1 \cdots X_{N_{FFT}}] \quad (4.5)$$

$$= [X_1 \cdots X_{N_{FFT}}/2, 0 \cdots 0] \quad (4.6)$$

$$= [0 \cdots 0, I_1 \cdots I_{N_s}, 0 \cdots 0], \quad (4.7)$$

para  $N_s = N_{FFT}/4$ . O *zero padding* é aplicado na primeira quarta parte dos coeficientes para prover a banda de guarda. Portanto, enquanto o sistema DDO-OFDM II utiliza todos os coeficientes de um modulador IFFT de  $N_{FFT} = 1024$  pontos como subportadoras de informação, os sistemas DDO-OFDM I e DDO-OFDM III usam apenas  $N_s = N_{FFT}/4 = 256$  para tal.

### 4.3 Projeto de parâmetros OOFDM

Sabe-se que a inserção do prefixo cíclico CP virtualmente elimina a interferência intersimbólica ISI em sistemas de transmissão OFDM, além de auxiliar no sincronismo de símbolos. Também conhecido como extensão cíclica ou como intervalo de guarda, consiste em copiar as últimas  $N_g$  amostras do símbolo OFDM para o início do mesmo. Por isso, tal artifício introduz redundâncias no sistema que aumentam a largura de banda do sinal a ser transmitido, fazendo com que o menor CP seja desejável ao mesmo tempo em que previne a ISI. Em sistemas de comunicações ópticas que transmitem sinais OFDM, este compromisso torna-se latente em minimizar-se tanto os efeitos de ISI provocados por dispersão cromática, quanto a redundância oriunda do uso do CP. Desprezando-se os efeitos da dispersão por polarização de modo PMD (*Polarization Mode Dispersion*), uma boa estimativa de duração do intervalo de guarda,  $T_g$  é dada por (JANSEN et al., 2008)

$$T_g \geq D \cdot B_W \cdot \frac{c}{f^2}, \quad (4.8)$$

onde  $D$  representa a dispersão cromática total em  $[ps/(nm \cdot km)]$ ,  $B_W = R_{Nominal}/\log_2(M)$  a largura de banda do sinal OOFDM em Hz; para  $R_{Nominal}$  a taxa de transmissão nominal do sistema em b/s e  $M$  o nível de modulação por subportadora;  $c$  a velocidade da luz em m/s e  $f = \frac{c}{\lambda}$  a frequência da portadora óptica em Hz; para  $\lambda$  o comprimento de onda do sinal óptico (JANSEN et al., 2009). Entenda-se por taxa de transmissão nominal aquela medida antes da codificação, relacionada com a taxa de transmissão usual  $R_b$  conforme

$$R_{Nominal} = R_b \cdot (1 + \varepsilon_{FEC}) \cdot (1 + \varepsilon_{TS}) \cdot (1 + \varepsilon_g), \quad (4.9)$$

onde  $\varepsilon_{FEC}$  ( $\approx 7\%$ ),  $\varepsilon_{TS}$  ( $\approx 4\%$ ) e  $\varepsilon_g$  ( $\approx 4\%$ ) são as redundâncias inseridas por codificação, símbolos de treinamento e prefixo cíclico respectivamente. A partir das equações (4.8) e (4.9) e, sabendo que  $\varepsilon_g = \frac{T_g}{T_s - T_g}$ , onde  $T_s$  é a duração total do símbolo OFDM, obtêm-se a relação

$$D = \frac{f^2}{c} \frac{\log_2(M)}{R_b \cdot (1 + \varepsilon_{FEC}) \cdot (1 + \varepsilon_{TS})} \cdot \frac{T_g T_s - T_g^2}{T_s}, \quad (4.10)$$

que determina o comprimento de um enlace de fibra SMF em sistemas OOFDM sem compensação óptica de dispersão. Parâmetros de um sinal OFDM podem então ser facilmente determinados com a ajuda das curvas da Figura 27, as quais ilustram esta tolerância à dispersão cromática em quilômetros de fibra SMF em sistemas OOFDM que compensam eletronicamente a dispersão via equalização. Observa-se nestas curvas que, conforme apontado pela equação (4.10), para um mesmo valor de  $T_g$ , o alcance de tais sistemas aumenta com  $T_s$  para uma determinada taxa de transferência e nível de modulação nas subportadoras. Observa-se também que a citada tolerância diminui drasticamente com a taxa de transmissão de tal forma que de 4000 km em 10 Gb/s caiu para aproximadamente 1000 km em 40 Gb/s para valores de  $T_s$  e  $T_g$  iguais a 40 e 1.6 ns respectivamente.

Como exemplo de ilustração de projeto de parâmetros, considere a transmissão DDO-OFDM a 10 Gb/s em um enlace de 1000 km de fibra SMF com  $D = 16$  ps/nm/km. Com a conveniente escolha de  $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ , estabelece-se  $R_{Nominal}$  e  $B_W$  em aproximadamente 11.57 Gb/s e 5.79 GHz para  $M = 4$ -QAM. Calcula-se a partir de (4.8) a duração mínima do intervalo de guarda  $T_g \approx 0.74$  ns em  $\lambda = 1550$  nm. Com o auxílio da curva de 1000 km da Figura 28.a) determina-se  $T_s \approx 19.3$  ns. Com  $T_u \approx T_s - T_g = 18.6$  ns obtêm-se as  $N_s = 107$  subportadoras de informação necessárias para a transmissão fazendo  $N_s = T_u \cdot R_{Nominal} / \log_2(M)$ , espaçadas em  $\Delta_f = T_u^{-1} \approx 54$  MHz. Conclui-se portanto que, uma IFFT de  $N_{FFT} = 512$  pontos é necessária para gerar o sinal OFDM com simetria hermitiana e banda de guarda proveniente do preenchimento com zeros de  $N_z = N - N_s = 148$  subportadoras "inativas", para  $N = (N_{FFT}/2) - 1 = 255$ . A largura de banda total e a taxa de amostragem do sistema são respectivamente  $B_{Wt} = B_G + B_W \approx 11.6$  GHz e  $f_s \approx 23$  GS/s. O efeito dos desvios de fase nos 107 subsímbolos QAM dos 100 sinais OFDM transmitidos, provocados pela dispersão cromática dos 1000 km de fibra, é mostrado no diagrama de constelação da Figura 28.b). Este diagrama também ilustra a compensação eletrônica de dispersão realizada nos subsímbolos por um simples equalizador de um atraso

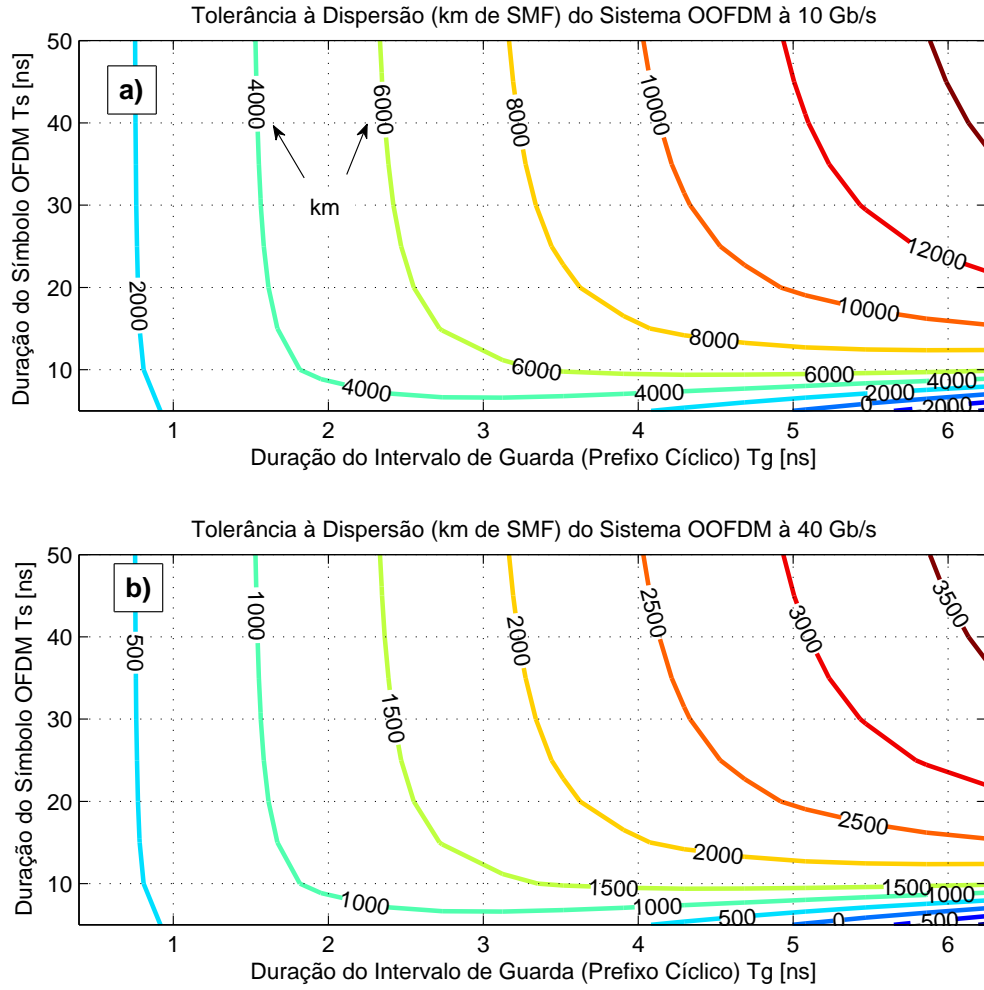


Figura 27: Curvas de tolerância à dispersão em km de fibra SMF ( $D = 16$  ps/nm/km) para projeto de  $T_g$  e  $T_s$  em sistemas OOFDM para as taxas de transmissão (a)  $R_b = 10$  Gb/s e (b) 40 Gb/s, com  $M = 16$  e  $\varepsilon_{TS} + \varepsilon_g = 8\%$ .

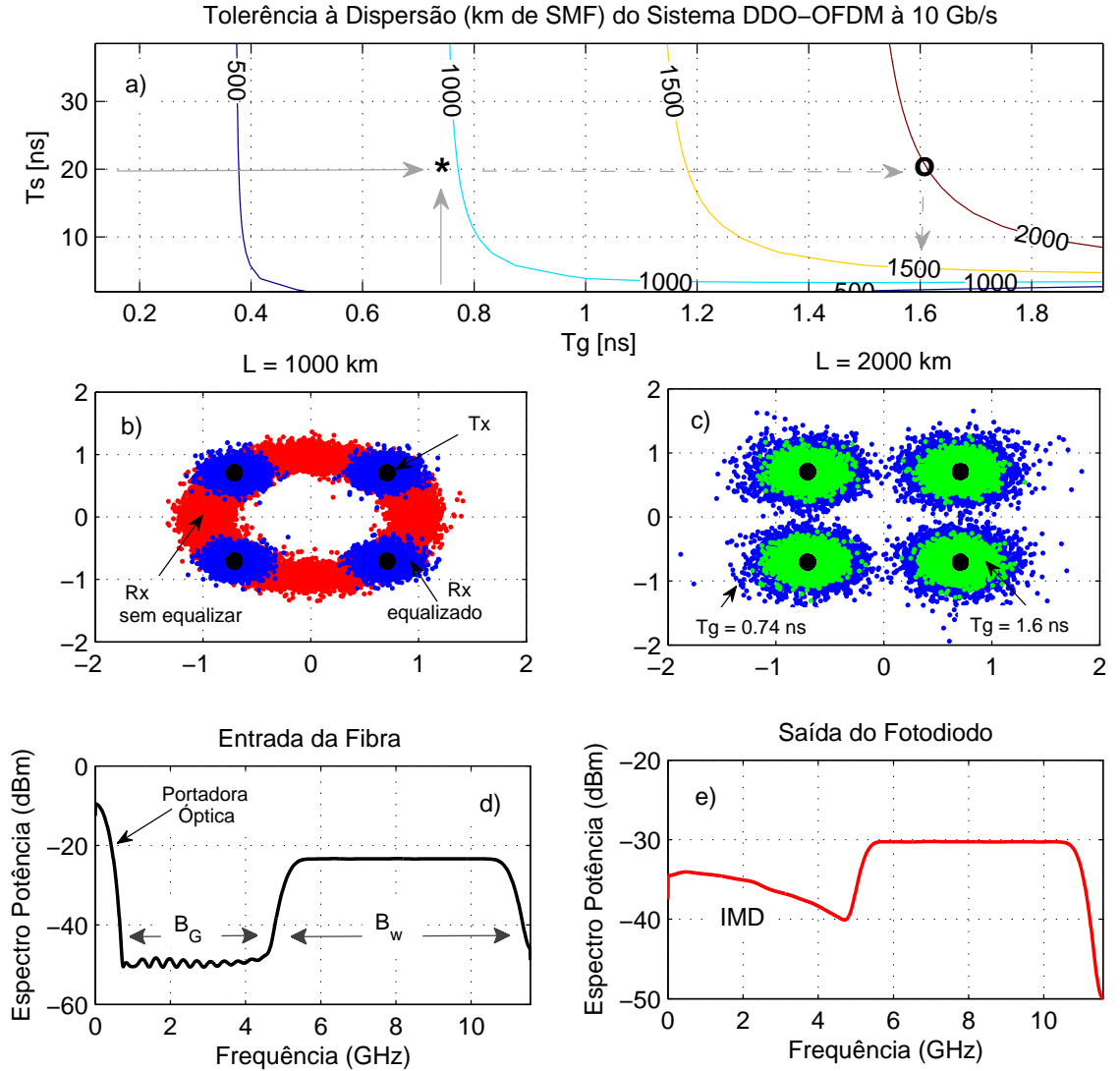


Figura 28: Transmissão de sinais OFDM em  $L = 1000$  km de fibra com  $D = 16$  ps/nm.km e atenuação  $\alpha = 0.2$  dB/km, de um sistema DDO-OFDM. (a) Curvas para projeto dos parâmetros  $T_g$  e  $T_s$  para um determinado comprimento de fibra. (b) Diagramas de constelação antes e depois da equalização em 1000 km de fibra SMF. (c) Diagramas de constelação depois da equalização para  $T_g = 0.74$  e 1.6 ns em 2000 km de fibra SMF padrão. (d) Espectro óptico de potência do sinal DDO-OFDM SSB na entrada da fibra. (e) Espectro elétrico de potência do sinal na saída do Fotodetector.

com coeficientes de equalização concebidos pelos símbolos de treinamento conhecidos no receptor. A degradação no desempenho do sistema parametrizado, denunciada pelo diagrama da Figura 28.c), deve-se à duplicação do comprimento do enlace. Para 2000 km de fibra, a duração do prefixo cíclico  $T_g$  deve ser no mínimo igual a 1.6 ns, conforme ilustram os pontos (cor verde) da constelação rotulados por  $T_g = 1.6$  ns. A banda de guarda  $B_G$ , característica de sistemas DDO-OFDM e destacada na Figura de espectro de potência 28.d), é justificada pelos produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*) mostrados na Figura 28.e) gerados pelo "batimento" entre as subportadoras.

## 4.4 Polarização do Modulador Óptico

A polarização do Mach-Zehnder é de fundamental importância no compromisso que envolve as distorções não lineares do MZM e a sensibilidade do receptor em sistemas DDO-OFDM (LEIBRICH et al., 2009), (BARROS; KAHN, 2008). As distorção não lineares predominam se o MZM for polarizado no ponto de máxima transferência de potência, ou seja, próximo da saturação, devido aos altos valores de PAPR dos sinais OFDM. Se este for polarizado na região de máxima linearidade, ou seja, em quadratura, reduzem-se os níveis de potência de sinal inserido na fibra e conseqüentemente a sensibilidade do receptor. Considera-se neste trabalho que a polarização, que define a potência da portadora óptica necessária nas transmissões com detecção direta, pode ser classificada em polarização elétrica e polarização óptica. Na elétrica escolhe-se um ponto na curva característica do MZM que provê a portadora na sua saída, enquanto que na óptica o MZM é polarizado no ponto de intensidade nula e a portadora é inserida no domínio óptico.

### 4.4.1 Polarização Elétrica

Sistemas de comunicações ópticas necessitam de moduladores de intensidade externos uma vez que a modulação direta de um laser implicitamente modula a frequência instantânea da portadora óptica, fenômeno este denominado *chirp*, que limita o desempenho do sistema. A estrutura dos moduladores externos electro-ópticos, normalmente baseados em interferômetros de Mach-Zehnder, consiste de um divisor de potência óptica (*splitter*) de 3 dB na entrada de dois braços (*dual-drive*), munidos de moduladores de fase que através de eletrodos independentes inserem uma diferença na fase dos sinais elétricos moduladores (RF) nos guias de onda e de um acoplador de potência óptica de 3 dB na saída. A potência óptica é transmitida mediante a interferência construtiva entre os sinais

na junção de saída sendo que o campo elétrico  $E_0(t)$  do sinal óptico na saída do MZM relaciona-se com o do sinal óptico de entrada  $E_i(t)$  conforme

$$\begin{aligned}
 E_0(t) &= \frac{E_i(t)}{2} \left( e^{j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi}} + e^{j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi}} \right) \\
 &= \frac{E_i(t)}{2} \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[ e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} \right] \\
 &= E_i(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)} \cdot \left[ \frac{e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)} + e^{-j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)-V_2(t)}{2} \right)}}{2} \right] \\
 &= E_i(t) \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} (V_1(t) - V_2(t)) \right] \cdot e^{j\frac{\pi}{V_\pi} \left( \frac{V_1(t)+V_2(t)}{2} \right)}, \tag{4.11}
 \end{aligned}$$

onde  $V_1(t)$  e  $V_2(t)$  são os sinais elétricos moduladores e  $V_\pi$  a tensão aplicada aos eletrodos para induzir um desvio de fase a  $\pi$  radianos entre os sinais nos guias de onda dos dois braços do modulador externo (KAMINOW; LI; WILLNER, 2008), (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). Se forem utilizados sinais RF complementares nos braços do modulador (configuração *push-pull*), ou seja, considerando-se as relações  $V_1(t) = V(t) + V_\pi/2$ ,  $V_2(t) = -V(t) + V_\pi/2$  e  $V(t) = s(t) + V_{bias}$  para  $s(t)$  o sinal OFDM e  $V_{bias}$  a tensão de polarização do MZM, a equação (4.11) reduz-se para

$$E_0(t) = E_i(t) \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{2V_\pi} (s(t) + V_{bias}) \right], \tag{4.12}$$

equação esta que governa a função de transferência de um modulador externo MZM de um único braço (HO, 2005). Ressalta-se que dois destes moduladores podem ser associados de modo a conceber o denominado modulador em quadratura<sup>3</sup> utilizado no transceptor DDO-OFDM III ilustrado na Figura 26 e muito útil na conversão direta para o domínio óptico de sinais em banda base com coeficientes complexos, portanto, sem deslocamento para uma frequência intermediária.

Em termos de intensidade óptica, a relação de potência entre a entrada e saída do MZM é dada por

$$\frac{|E_0(t)|^2}{|E_i(t)|^2} = \cos^2 \left[ \frac{\pi(s(t)+V_{bias})}{2V_\pi} \right]. \tag{4.13}$$

A curva característica referente a função de transferência de potência de um modulador óptico de um "braço" para diferentes pontos de polarização é mostrada na Figura 29. A região central de polarização do MZM compreende os pontos da função característica no intervalo  $V_\pi/2 \leq V_{bias} \leq V_\pi$ .

<sup>3</sup>Os campos ópticos na saída dos dois MZM's de um braço são adicionados em quadratura.



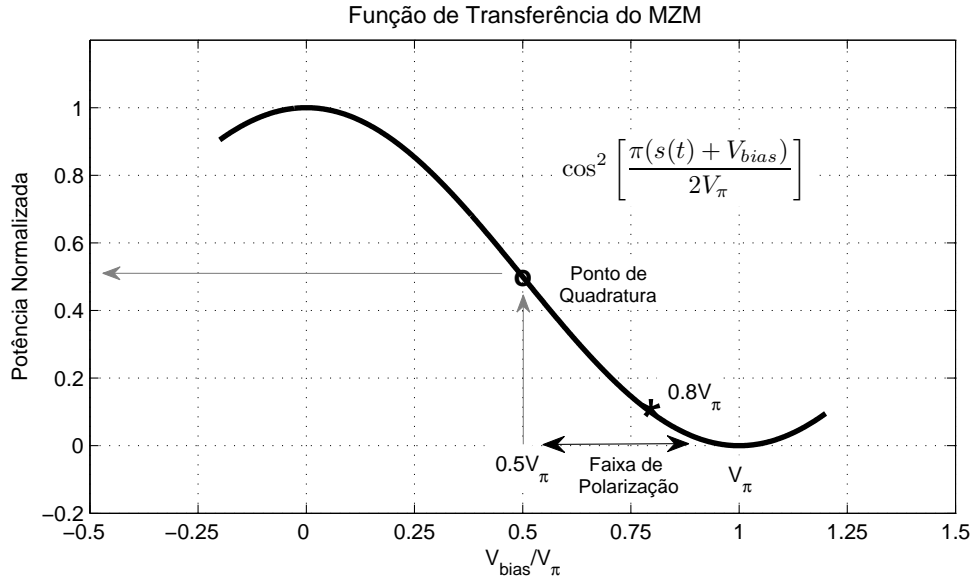


Figura 29: Função característica do modulador óptico Mach-Zehnder.

Percebe-se pela Figura 29 que a polarização no ponto de quadratura  $V_{bias} = V_{\pi}/2$ , para  $V_{\pi}$  a tensão de chaveamento do MZM, explora a máxima linearidade do modulador sob o desperdício de potência em uma portadora óptica. Reduz-se a potência da portadora<sup>4</sup> polarizando o MZM em  $V_{bias} > V_{\pi}/2$ , com a adversidade da inserção de não linearidades no sinal óptico pelo próprio MZM. A Figura 30 mostra o espectro de frequências de sinais OFDM ópticos na saída do modulador para diferentes valores de polarização. Nota-se que a diferença entre as potências instantâneas da portadora óptica e do sinal de dados DSB diminui à medida que o valor de  $V_{bias}$  aproxima-se de  $V_{\pi}$ , até a ausência da portadora óptica em  $V_{bias} = V_{\pi}$ .

Aliada à polarização está a amplitude do sinal OFDM na entrada do MZM, normalmente parametrizado pelo índice OMI (*Optical Modulation Index*) dado por  $OMI = (V_{in})_{RMS}/V_{\pi}$ , onde  $(V_{in})_{RMS}$  define o valor quadrático médio RMS (*root-mean-square*) do próprio sinal elétrico. Quanto maior, maiores serão a sensibilidade do receptor e as distorções não lineares inseridos pelo modulador óptico. Em contrapartida, o predomínio da portadora no sinal óptico na saída do MZM (baixa sensibilidade do receptor) faz-se presente em baixos valores de OMI. A otimização deste compromisso torna-se então necessária, otimização esta que deve também levar em consideração os altos valores de PAPR dos sinais OFDM convencionais. A Figura 31 mostra resultados de simulação numérica do desempenho EVM e BER do sistema DDO-OFDM convencional acima parametrizado, para diversos pontos de polarização e de índice OMI. Ruído Gaussiano branco

<sup>4</sup>Embora não carregue informação, a portadora óptica é indispensável em sistemas IMDD.

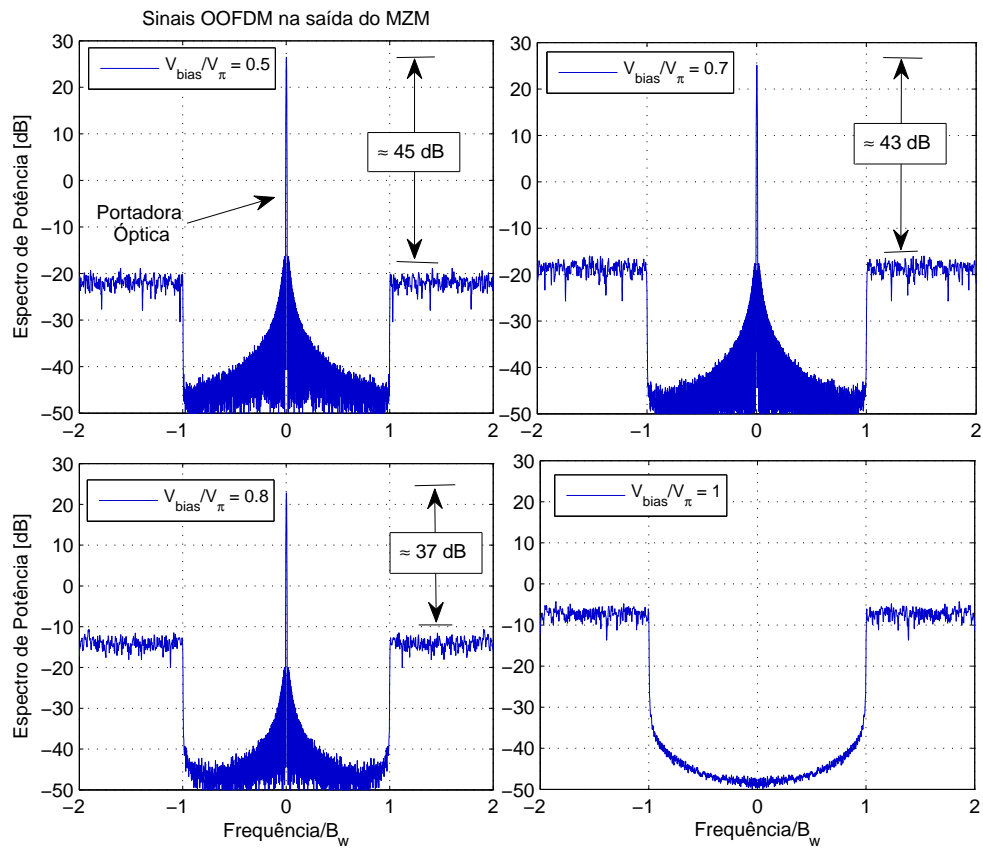


Figura 30: Espectros de potência de sinais OOFDM na saída do modulador óptico MZM para diferentes pontos de polarização do mesmo.

foi empregado para simular ruído ASE de amplificadores ópticos para relação sinal-ruído óptico  $OSNR = 15$  dB. A largura de banda utilizada nos filtros ópticos SSB e ASE foi  $B_{SSB} = B_{ASE} = 12.5$  GHz.

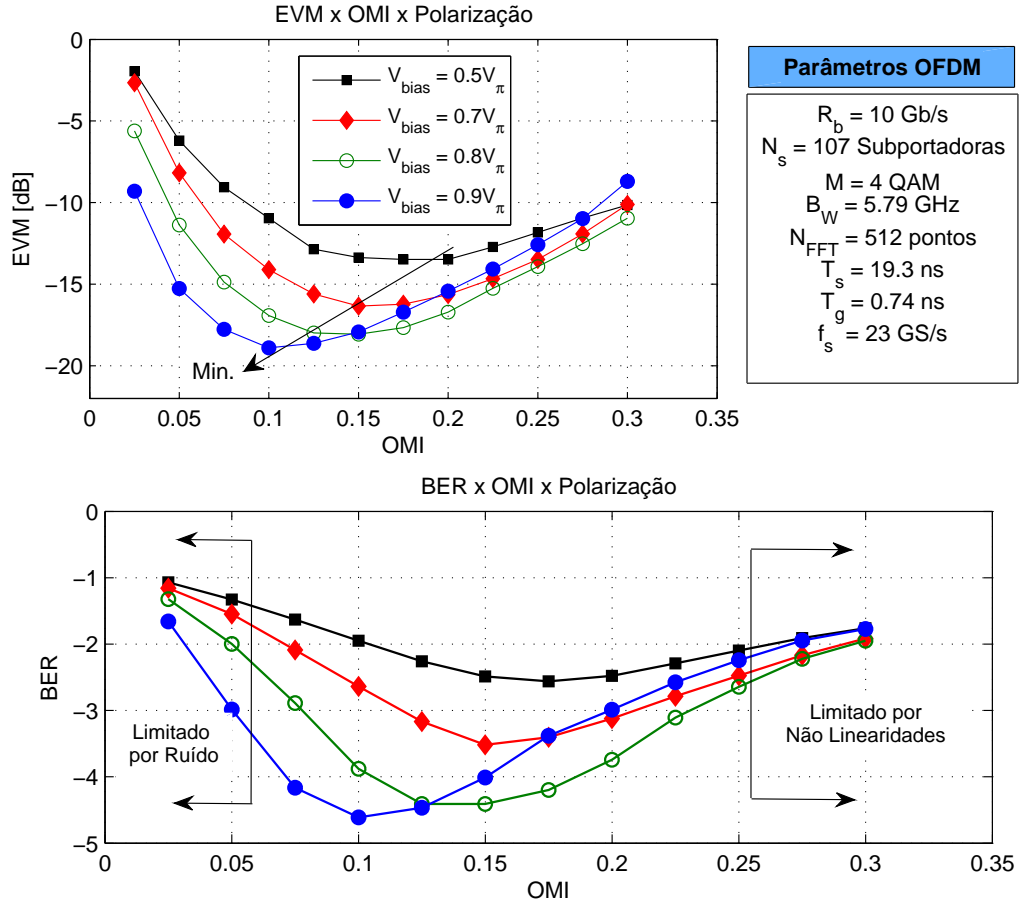


Figura 31: Desempenho EVM e BER do sistema DDO-OFDM para diferentes valores de OMI e polarização do MZM.

Nota-se pelas curvas da Figura 31 que, conforme esperado, o ponto ótimo de funcionamento do modulador óptico externo depende tanto do seu ponto de polarização quanto do índice de modulação do sinal RF na sua entrada. Quando polarizado em  $V_{bias} = 0.8V_{\pi}$ , o melhor desempenho corresponde ao OMI= 0.15, sendo que isto ocorre em OMI= 0.2 quando o MZM é polarizado em  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ . Deve-se no entanto observar que a redução no nível de potência da portadora óptica ( $V_{bias} = 0.8V_{\pi}$ ) é contrabalançada pela ineficiência espectral do sistema. Reduzir os efeitos não lineares inseridos pelo MZM significa polarizá-lo em  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ . Entretanto, conforme Figura 31, isto tem como consequência a perda de desempenho.

É neste contexto que levantam-se as seguintes questões: O que fazer para melhorar a eficiência espectral de sistemas DDO-OFDM? Que artifício usar para explorar a região de polarização linear do modulador óptico de tais sistemas? Até que ponto mecanismos de redução de PAPR ajudam no combate a não linearidades do MZM? Será que o emprego de sinais OFDM com envelope constante melhoram o compromisso acima levantado?

#### 4.4.2 Polarização Óptica

Para que o espectro do sinal OOFDM na saída do MZM não contenha a componente que representa a portadora óptica é necessário que o modulador seja polarizado no ponto de intensidade nula,  $\frac{V_{bias}}{V_{\pi}} = 1$ , conforme ilustrado nas Figuras 29 e 30 (ALI et al., 2010). A partir disso insere-se a portadora no domínio óptico com o auxílio de um separador ou *splitter* e um acoplador óptico. O *splitter* separa o sinal do laser CW em duas partes sendo uma utilizada na modulação realizada pelo MZM e a outra combinada, após compensação de atraso, ao sinal de saída do MZM através do acoplador. A grande vantagem da polarização óptica está em minimizar as distorções introduzidas pela característica não linear do próprio Mach-Zehnder.

A razão entre as potências da portadora e do sinal OOFDM de banda lateral única<sup>5</sup> representado pelo parâmetro CSPR (*Carrier-to-Signal Power Ratio*) é de extrema importância nos sistemas aqui estudados. Matematicamente, este parâmetro pode ser descrito como,

$$CSPR = \frac{P_c}{P_{in}}, \quad (4.14)$$

para  $P_c$  a potência da portadora óptica e  $P_{in}$  a potência do sinal SSB na entrada da fibra. A polarização óptica permite atribuir à portadora a potência desejada a partir de um determinado valor de CSPR e mediante a medição do sinal SSB. Experimentalmente, um atenuador óptico pode ser usado para ajustar este importante parâmetro. A transmissão de sinais a 10, 40 e 100 Gb/s de sistemas DDO-OFDM em configuração *back-to-back* (b2b) foi simulada para variados valores de CSPR com os parâmetros da Tabela 1. Os valores da OSNR necessários para alcançar uma taxa de erro de bits  $BER = 1 \times 10^{-3}$  para modulações por subportadora 4-QAM e 16-QAM em cada CSPR considerado são apresentados na Figura 32. Observa-se pela Figura que o ótimo ocorre quando CSPR = 0 dB, o que significa atribuir à portadora óptica a mesma potência do sinal OOFDM de banda lateral única. Constatase ainda que o desempenho do sistema a 100 Gb/s e modulação 4-QAM iguala-se ao caso da transmissão a 40 Gb/s e mapeamento 16-QAM.

<sup>5</sup>Obtida na saída do filtro óptico SSB

Parâmetros OFDM						
	4-QAM			16-QAM		
Taxa de Transmissão $R_b$ [Gb/s]	10	40	100	10	40	100
Largura de Banda $B_w$ [GHz]	10.6	42.5	106.4	5.3	21.3	53.2
Tamanho IFFT/FFT $N_{FFT}$	2048	2048	2048	2048	2048	2048
Subportadoras de Informação $N_s$	511	511	511	511	511	511
Espaçamento entre Subportadoras $\Delta_f$ [MHz]	10.4	41.6	104	5.2	20.8	52
Fração do IG	1/16	1/16	1/16	1/16	1/16	1/16
Duração do símbolo [ns]	96.2	24	9.6	192.4	48.1	19.2

Tabela 1: Sumário dos parâmetros básicos OFDM empregados nas simulações dos sistemas DDO-OFDM com polarização Óptica. Os valores são aproximados.

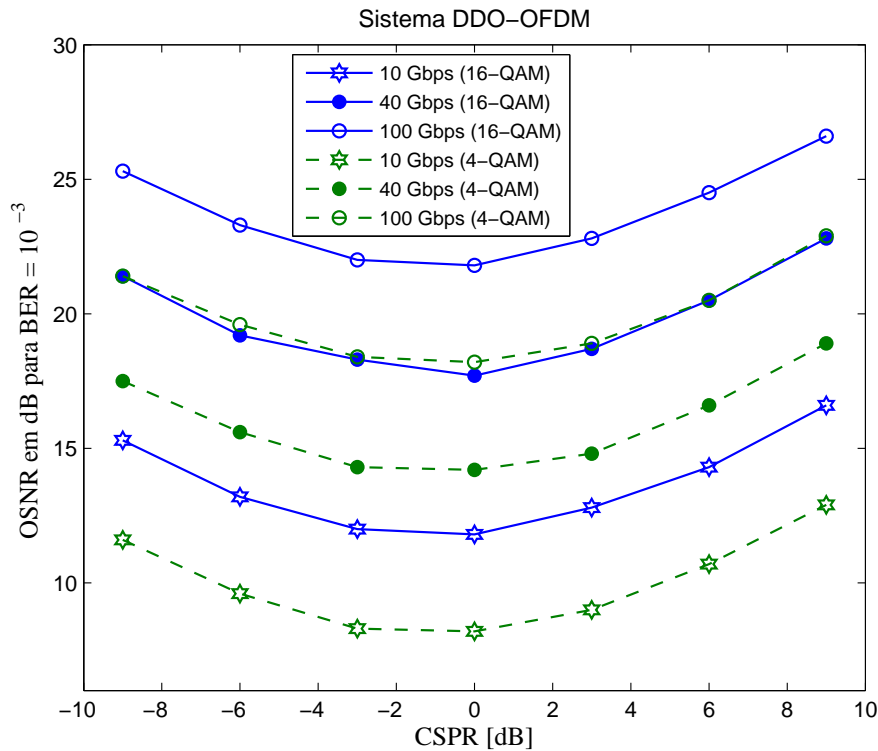


Figura 32: Relação potência de sinal e potência de ruído ópticas OSNR para  $BER = 1 \times 10^{-3}$  em diversos valores de CSPR.

## 5 *CE-OFDM em Sistemas IMDD*

A inovação deste trabalho de investigação consiste em transmitir sinais OFDM com envoltória constante em sistemas ópticos com modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity Modulation and Direct Detection*) como estratégia de combate a efeitos não lineares oriundos dos altos valores de PAPR de sinais OFDM comuns. Para tal, propõe-se aqui um sistema CE-OFDM óptico de modulação de intensidade e detecção direta denominado DDO-CE-OFDM (*Direct Detected Optical Constant Envelope OFDM*). Demonstra-se neste capítulo a capacidade do sistema proposto em amenizar o compromisso entre a sensibilidade do receptor óptico, polarização elétrica do modulador externo Mach-Zehnder (MZM) e o índice de modulação óptica OMI (*Optical Modulation Index*), parâmetros estes fundamentais no desempenho de qualquer sistemas óptico de longo alcance e altas taxas de transmissão. Resultados obtidos de uma montagem experimental do sistema em configuração *back-to-back* comprovam a aplicabilidade dos conceitos relacionados ao sistema DDO-CE-OFDM proposto (SILVA et al., 2010).

### 5.1 Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM

A Figura 33 apresenta a topologia do sistema DDO-CE-OFDM proposto. O transmissor e o receptor CE-OFDM são praticamente os mesmos da Figura 19. A pequena diferença reside na inserção da equalização eletrônica no domínio da frequência pelo bloco FDE (*Frequency Domain Equalizer*) que, após a remoção do prefixo cíclico, corrige desvios de fase introduzidos no sistema. Através de sinais CE-OFDM conhecidos no receptor, este efetua a multiplicação no domínio da frequência entre os sinais de dados e um conjunto de coeficientes de um atraso (*one tap equalizer*) obtidos com o auxílio da sequência de treinamento.

Na configuração *back-to-back*, o sistema da Figura 33 emprega um filtro óptico na concepção de um sinal CE-OFDM de banda lateral única SSB. Alternativamente, uma configuração que emprega a transformada de Hilbert e um modulador MZM em quadra-

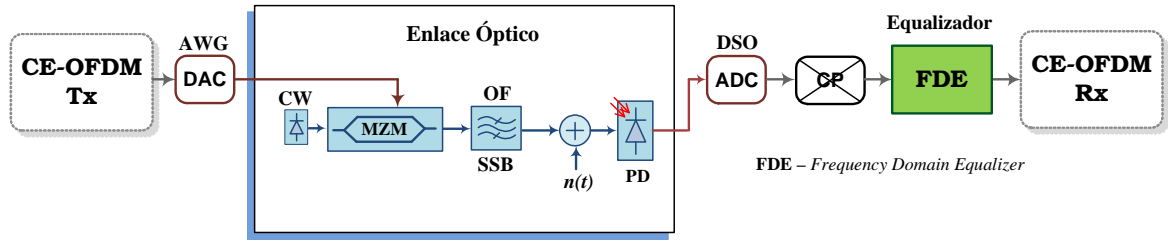


Figura 33: Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM proposto em configuração *back-to-back*. O conversor digital para analógico DAC (*Digital-to-Analog Converter*) de um gerador de onda arbitrário AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) provê ao MZM um sinal CE-OFDM de banda lateral dupla DSB (*Double-Side Band*). Um conversor ADC (*Analog-to-Digital Converter*) de um osciloscópio digital DSO (*Digital Sampling Oscilloscope*) captura o sinal proveniente do fotodetetor PD (*Photodetector*).

tura poderia ser usada.<sup>1</sup> O ruído aditivo AWGN é inserido para simular os efeitos do ruído ASE e; embora não representado na Figura 33; um filtro óptico passa bandas é normalmente empregado para limitar os efeitos dos ruídos fora da banda de interesse. A propagação em enlace de fibras ópticas em regime linear é objeto de estudo de seções posteriores.

## 5.2 Efeitos do Índice de Modulação de Fase $h$

A escolha do parâmetro  $h$  no sistema óptico OFDM com envelope constante aqui proposto reveste-se de vital importância no desempenho do sistema, assim como foi no sistema CE-OFDM em canais AWGN realizada na subsecção 3.4.3. Para tal, simulações numéricas foram realizadas e os desempenhos dados pelas figuras de mérito EVM e BER tanto em configuração *back-to-back* quanto com ruído ASE foram analisados. A Figura 34.a) ilustra o desempenho do sistema perante a variação do índice de modulação de fase elétrico através do parâmetro  $2\pi h$ .

A avaliação do desempenho foi realizada transmitindo-se 100 sinais CE-OFDM ( $100 \cdot N \cdot n = 307200$  bits) cujos parâmetros são mostrados na Tabela 2. A EVM foi estimada conforme equação (3.4) e a BER através da contagem direta de erros entre os bits transmitidos e recebidos, desprezando-se os bits que compõem os 7 primeiros sinais utilizados como símbolos de treinamento para a equalização do sistema simulado.

A Figura 34 ilustra que, conforme esperado, o desempenho do sistema piora com o aumento do índice de modulação de fase elétrico  $h$ . A EVM aumentou de  $-38$  dB (1%)

<sup>1</sup>Veja configuração do sistema DDO-OFDM III da Figura 26.

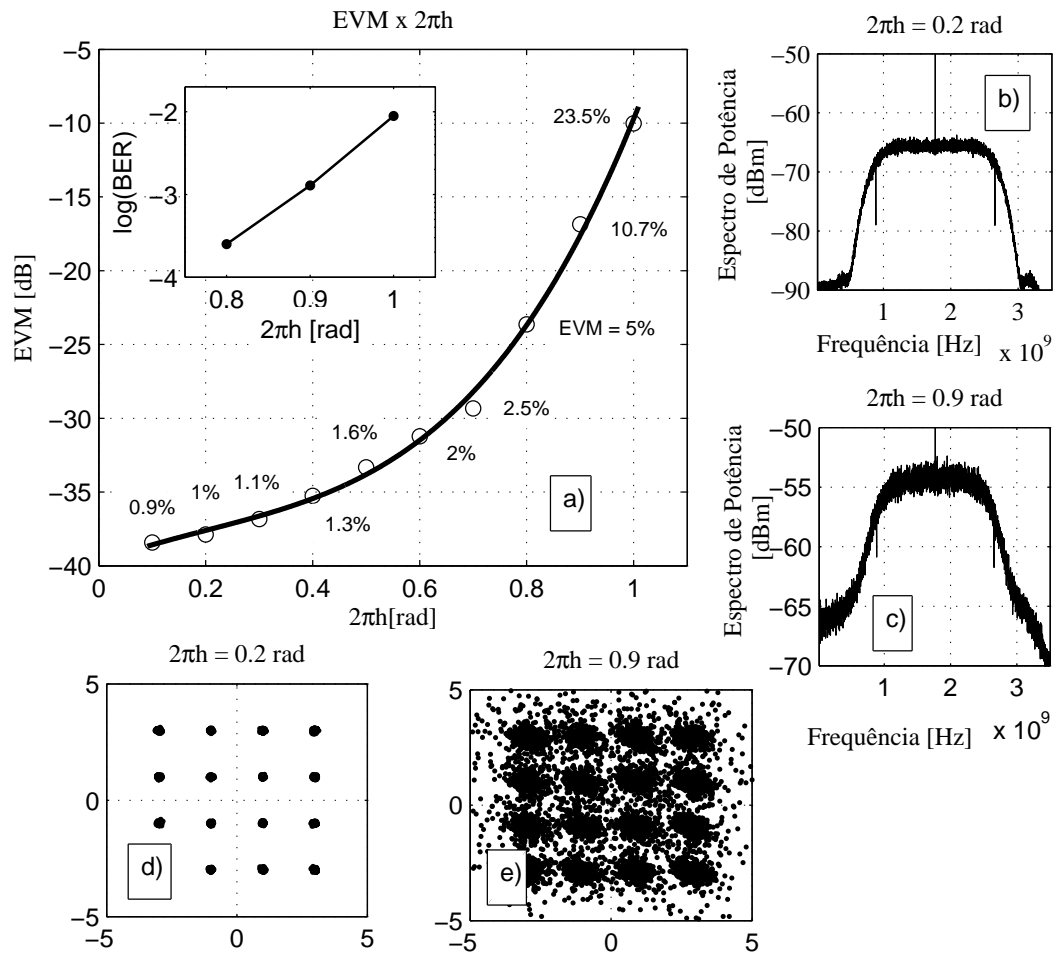


Figura 34: a) Desempenho EVM e BER versus índice de modulação de fase  $h$  do sistema DDO-CE-OFDM proposto em configuração *back-to-back*. b) e c) Espectro de potência dos sinais CE-OFDM para índices  $2\pi h = 0.2$  e  $0.9$  respectivamente. d) e e) Respetivos diagramas de constelação obtidos na recepção.



Parâmetros OFDM		
Grandeza	Parâmetro	Valor
Taxa de Transmissão	$R_b$	10 Gb/s
Tamanho da IFFT/FFT	$N_{FFT}$	2048
Diagrama de Constelação	$M$	16-QAM
Prefixo Cíclico	$CP$	$\frac{1}{16}$
Quantidade de Subportadoras	$N_s = \frac{N_{FFT}-2}{2}$	1023
Subportadoras de informação	$N = 0.75 \cdot N_s$	768
Bits por Subportadoras	$n = \log_2(M)$	4
Largura de Banda Total	$B_{Wt} = \frac{R_b \cdot N_s \cdot (1+IG)}{N \cdot n}$	3.54 GHz
Espaçamento entre Subportadoras	$\Delta_f = \frac{B_{Wt}}{N_{FFT}}$	1.73 MHz
Duração do Símbolo	$T_u = (\Delta_f)^{-1}$	$57.88 \mu s$
Duração do Prefixo Cíclico	$T_g = \frac{1}{16} \cdot T_u$	36.18 ns
Duração Total do Símbolo	$T_s = T_u + T_g$	$61.5 \mu s$
Parâmetros do Modulador de Fase Elétrica		
Frequência Central	$f_c = \frac{B_{Wt}}{2}$	1.77 GHz
Fator de Reamostragem	$J$	8
Taxa de Amostragem	$F_s = J \cdot f_c$	14.15 GSps
Amplitude do sinal CE-OFDM	$A$	1
<i>Rolloff</i> do Filtro Casado	$r$	0.4
Ordem do Filtro Casado	$Or$	40

Tabela 2: Parâmetros CE-OFDM

para  $-24$  dB (5%) com o parâmetro  $2\pi h$  em 0.2 e 0.8 respectivamente. Confirmado pelas constelações e pelos espectros de  $2\pi h = 0.2$  e 0.9 nas Figuras 34.b), c), d) e e), isto ocorre devido à natureza não linear da modulação de fase. O mesmo acontece com a curva de BER impressa no interior da Figura 34, a qual mostra apenas os resultados de  $2\pi h \geq 0.8$ , haja vista a ausência de eventos errôneos na recepção em índices menores. Naturalmente, isto não acontece quando os efeitos de ruído ASE são considerados, conforme indicam os resultados da Figura 35 em que foram considerados diferentes valores da relação sinal e ruído, quais sejam  $OSNR = 12, 16$  e  $20$  dB.

Pelas curvas de desempenho da Figura 35 consegue-se delinear regiões onde o sistema é limitado por ruído e regiões onde a limitação ocorre devido a não linearidades do modulador óptico MZM. As constelações ilustradas comprovam este compromisso entre ruído ASE e não linearidade para  $2\pi h = 0.2, 0.6$  e  $0.9$  e  $OSNR = 20$  dB. Nota-se ainda na Figura 35 uma variação do índice ótimo em função do ruído, que de  $2\pi h = 0.6$  mudou para 0.7 e posteriormente para 0.8 para  $OSNR = 12, 16$  e  $20$  dB respectivamente, e cujo desempenho EVM em porcentagem variou entre 22, 12.1 e 7.5%. Já nas curvas de taxa de erro de bits, o índice ótimo manteve-se em  $2\pi h = 0.7$ , o que justifica a escolha deste

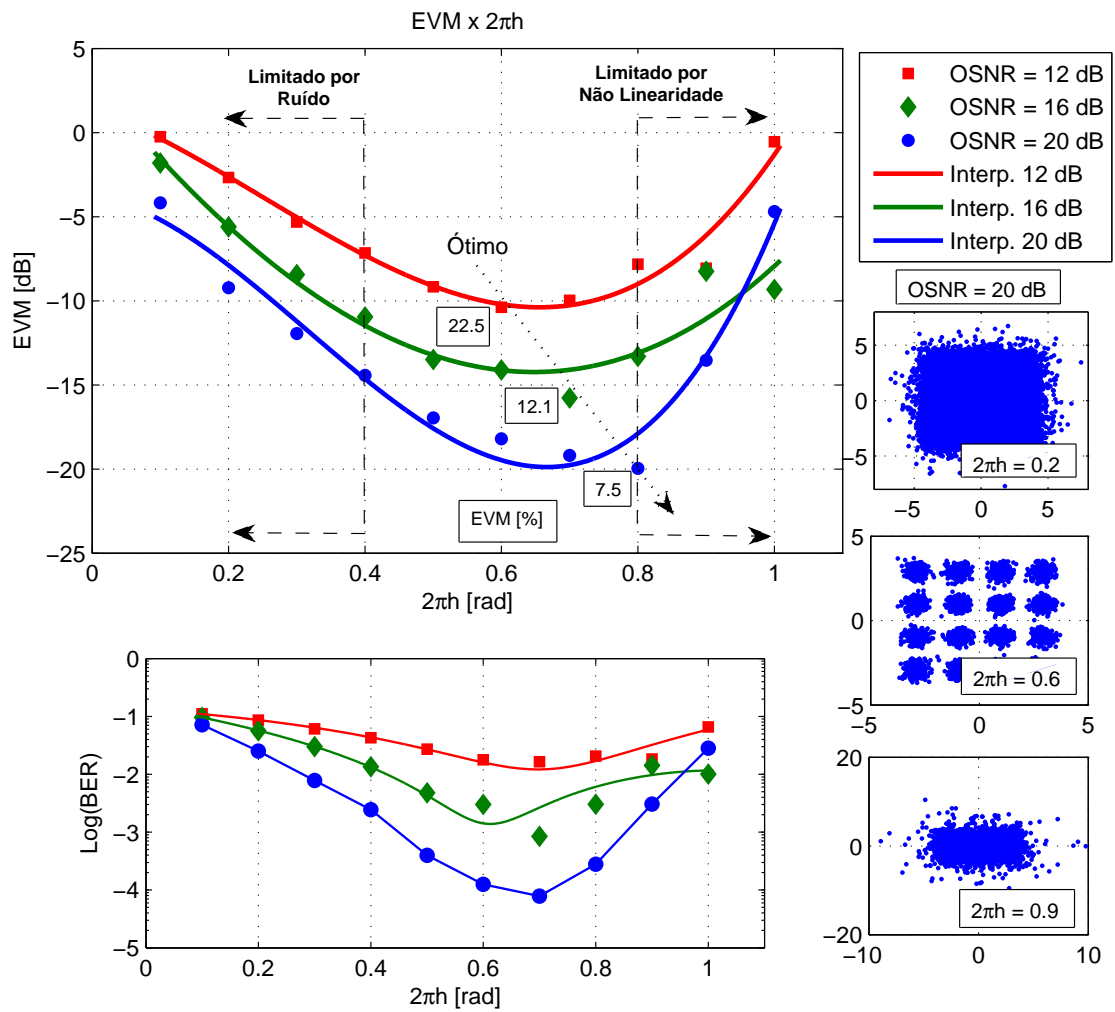


Figura 35: Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação de fase  $h$  do sistema DDO-CE-OFDM proposto com ruído AWGN simulando o efeito ASE.

valor como índice de modulação de fase elétrica para o sistema proposto. É importante informar que o índice de modulação óptico dos sinais na entrada do MZM utilizado nestas simulações foi  $OMI = 0.1$  e a responsividade do fotodetector  $R = 1 \frac{mW}{mA}$ .

### 5.3 Polarização do MZM e Índice de Modulação OMI

O sistema óptico aqui proposto é por definição um sistema de modulação de intensidade óptica e detecção direta IMDD. Como tal, um modulador externo MZM polarizado modula a intensidade da luz de um laser, inserindo assim uma portadora óptica necessária na detecção direta da potência do campo óptico na recepção, através do batimento entre a própria portadora e o sinal OFDM óptico SSB. A intensidade desta portadora; quantificada pelo parâmetro CSPR definido na equação (4.14); reveste-se de prima importância no desempenho do sistema DDO-CE-OFDM. Aqui também, a predominância desta portadora conduz a uma baixa sensibilidade do receptor, enquanto que baixos valores de CSPR provocam distorções não lineares provenientes da curva característica do MZM. Em sistemas DDO-OFDM convencionais, este parâmetro deve ser fixado em 0 dB mediante polarização do MZM no ponto de quadratura  $V_{bias} = V_{\pi}/2$  (JANSEN et al., 2007), (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008), (LEIBRICH et al., 2009). Entretanto, a literatura recomenda polarizar o modulador óptico em  $V_{bias} > V_{\pi}/2$  conforme ilustrado na Figura 29 (ALI; LEIBRICH; ROSENKRANZ, 2008), (SCHMIDT et al., 2009). Assim sendo, é factível afirmar que o bom desempenho do sistema proposto está atrelado à adequada escolha do valor RMS do sinal OFDM óptico pelo índice de modulação óptica OMI, dada a dificuldade da exata medição das potências da portadora óptica e do sinal OFDM na polarização elétrica. É com o objetivo de otimizar este compromisso entre a não linearidade do MZM e a sensibilidade do receptor que avaliações de desempenho do sistema proposto foram realizadas para diversos pontos de polarização do modulador e índices de modulação OMI. Os resultados da Figura 36 foram obtidos em simulações do sistema DDO-CE-OFDM parametrizado conforme Tabela 2 e com a mesma metodologia da seção anterior, mas com  $OSNR = 20$  dB e  $2\pi h = 0.7$ .

As curvas ilustradas na Figura 36 comprovam a idéia de que o ponto de melhor desempenho do sistema depende não somente da polarização do modulador mas também da variância do sinal OFDM na sua entrada, além da OSNR. Observa-se pela Figura 36 que o desempenho piora drasticamente com o aumento do OMI em ambas as curvas de polarização  $V_{bias} = 0.8V_{\pi}$  e  $V_{bias} = 0.9V_{\pi}$ . Esta queda é mais acentuada a partir do  $OMI = 0.35$  quando o MZM é polarizado em  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ . As não linearidades aqui

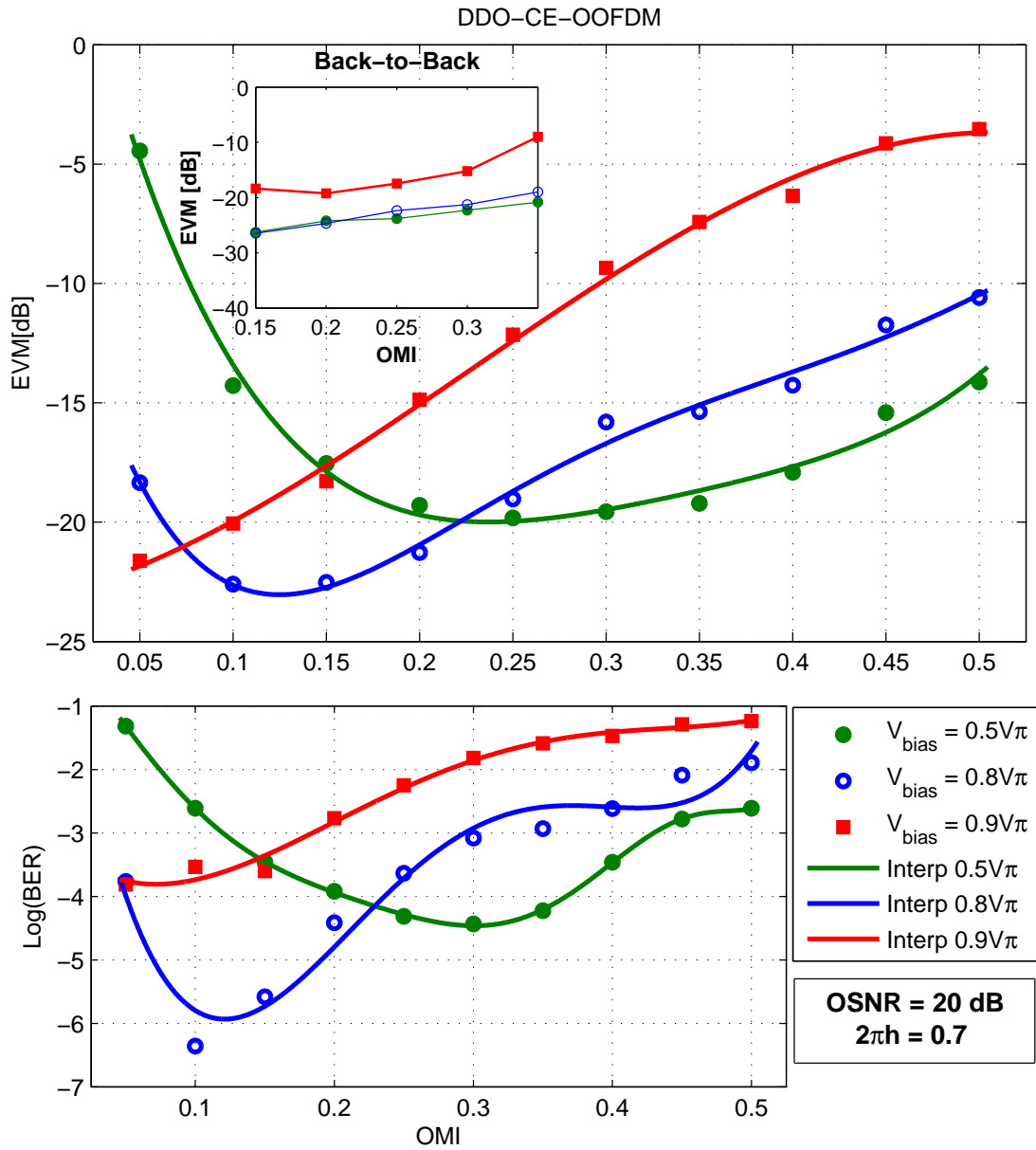


Figura 36: Desempenho EVM e BER pelo índice de modulação óptico OMI do sistema DDO-CE-OFDM proposto, para diferentes polarizações do MZM. A Figura interna ilustra o desempenho EVM por OMI na configuração *back-to-back* óptico.

citadas explicam este decrescimento, enquanto que a sensibilidade do receptor justifica a limitação da capacidade do DDO-CE-OFDM na região da curva  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$  para  $OMI \leq 0.25$ . Este compromisso pode ser melhor compreendido com a ajuda dos espectros de potência da Figura 37 obtidas na saída do fotodetector para diversos  $V_{bias}$  e OMI, tanto do sistema DDO-OFDM convencional quanto do DDO-CE-OFDM proposto. O

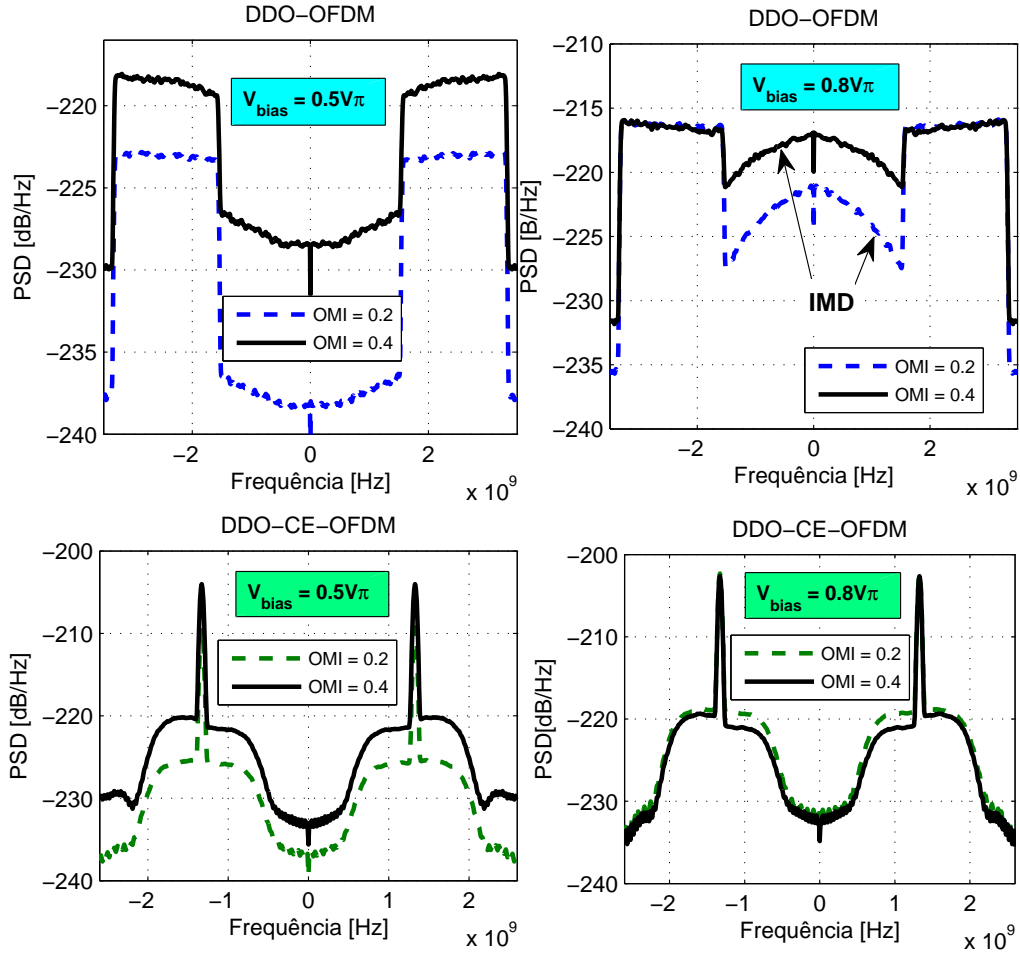


Figura 37: Densidade espectral de potência de sinais DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM na saída do fotodetector, para diferentes valores de  $V_{bias}$  e OMI.

benefício do aumento do OMI é notório para ambos os sistemas, com o MZM polarizado em  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ , conforme ilustrado nas densidades espectral de potência da Figura 37. Entretanto, os produtos de intermodulação IMD limitam o parâmetro OMI no sistema DDO-OFDM em  $V_{bias} = 0.8V_{\pi}$ . Observa-se ainda que tais produtos oriundos do batimento entre as subportadoras do sinal CE-OFDM, não existem no sistema DDO-CE-OFDM, o que torna-o espectralmente eficiente quando comparado com o DDO-OFDM convencional. Assim, a escolha da região de máxima linearidade do MZM como ponto de polarização

torna-se viável, embora a eficiência espectral e o combate às não linearidades do MZM sejam contrabalançadas pela perda de sensibilidade na recepção. A Figura 38 comprova isso pela comparação dos desempenhos EVM e BER por OMI dos sistemas em questão, parametrizados conforme a Tabela 2 e com  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$  e  $OSNR = 15$  dB.

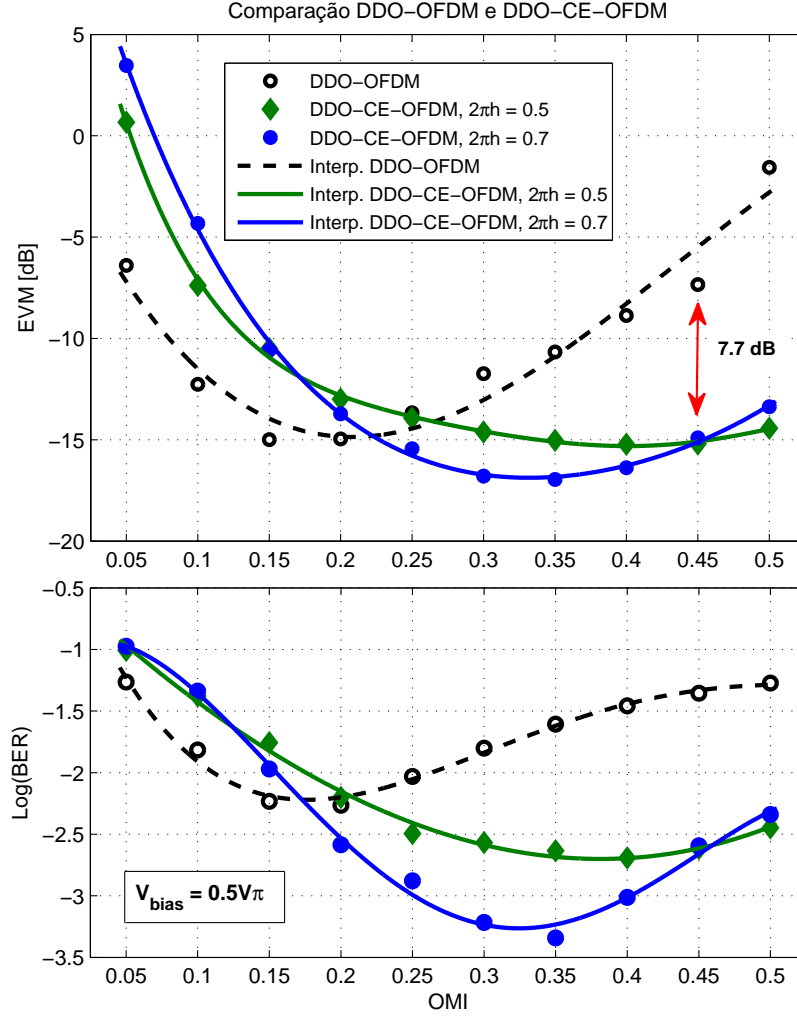


Figura 38: Comparação dos desempenhos EVM e BER por OMI dos sistemas DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM para  $OSNR = 15$  dB e  $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ .

Nota-se pela Figura 38 que a tolerância às não linearidades inseridas pelo MZM do sistema proposto é maior que o DDO-OFDM convencional, podendo alcançar 7.7 dB nas curvas EVM por OMI, para  $OMI = 0.45$ . Isto deve-se principalmente à reduzida PAPR de sinais característicos do sistema DDO-CE-OFDM, uma vez que sinais moduladores com  $PAPR = 3$  dB<sup>2</sup> permitem explorar melhor a região linear do MZM, que aqueles

<sup>2</sup>A envoltória de um sinal CE-OFDM  $s(t)$  é a mesma de um sinal senoidal. Assim, se  $|s(t)| = 1$ ,  $\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2 = 1$  e  $\mathcal{P}_s = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2}$ . Logo, a PAPR deste sinal é igual a  $\frac{1}{2}$  e portanto  $PAPR|_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(\frac{1}{2}) = 3$  dB.

cujo  $PAPR \geq 11$  dB. Esta justificativa pode ser melhor esclarecida pelas equações,

$$I_{el}(t) = RP(t) = RP(t) \cdot \frac{2P_m}{2P_m} = 2RP_m \cdot \frac{P(t)}{2P_m} \quad (5.1)$$

$$P_{el} = \varepsilon [I_{el}^2(t)] = 4R^2P_m^2OMI^2 \quad (5.2)$$

$$P_{el} = 4R^2P_m^2 \cdot \frac{V_\pi^2}{(V_p^2 \cdot PAPR)} \quad (5.3)$$

$$P_{el} = \frac{R^2P_m^2}{PAPR} \quad (5.4)$$

obtidas em (PENG et al., 2009), que relacionam a potência média do sinal elétrico na recepção  $P_{el}$  e corrente no fotodetector  $I_{el}$  com as potências óptica média  $P_m$  e recebida  $P(t)$  e com o  $OMI = (V_{in})_{RMS}/V_\pi = P(t)/(2P_m)$  e o  $PAPR = V_p^2/(V_{in})_{RMS}^2 = V_p^2/(OMI^2V_\pi^2)$ , para  $R$ ,  $V_\pi$ ,  $(V_{in})_{RMS}$  e  $V_p = V_\pi/2$ , a reponsividade do fotodetector, a tensão de chaveamento do MZM, o valor quadrático médio e o valor de pico do sinal de entrada do modulador óptico, respectivamente. É evidente que a sensibilidade no receptor do sistema proposto é maior que a do sistema DDO-OFDM convencional, pois seu  $PAPR = 3$  dB fixa a potência recebida da relação (5.4) em  $P_{el} = R^2P_m^2/2$ , maior que aquela do sistema convencional cujo PAPR normalmente ultrapassa os 11 dB.

## 5.4 Desempenho OSNR por OMI

A resistência do sistema aos efeitos do ruído ASE inseridos por amplificadores ópticos também foi avaliada para diversos valores de índice demodulação óptica OMI. A metodologia de análise teve como principal etapa o aumento da OSNR até a consequente medição da  $BER = 10^{-3}$  para cada um dos índices considerados. Considera-se que os códigos corretores de erro diminuem esta taxa de erro de bits aos níveis aceitáveis em sistemas ópticos, ou seja, a  $BER = 10^{-16}$  (KAMINOW; LI; WILLNER, 2008), (SHIEH; DJORDJEVIC, 2010). A Figura 39 ilustra o resultado desta avaliação para o MZM polarizado em quadratura e em  $V_{bias} = 0.8V_\pi$  para índices de modulação de fase do modulador elétrico  $2\pi h = 0.5$  e  $0.7$ .

Observa-se pela Figura 39 que o melhor desempenho ocorreu em  $OMI = 0.3$ , cuja  $BER = 10^{-3}$  e  $EVM = -16$  dB (12%) foram alcançados em  $OSNR \approx 16$  dB, quando o MZM foi polarizado em  $V_{bias} = 0.8V_\pi$ , sendo  $2\pi h = 0.5$ . Verifica-se uma penalidade de  $\approx 4$  dB quando o modulador óptico é polarizado em quadratura para o mesmo índice de modulação de fase elétrica. Conforme esperado, esta penalidade diminui para apenas 2 dB, quando o índice  $2\pi h$  considerado foi 0.7. Vale lembrar que polarizar o MZM em  $V_{bias} = 0.8V_\pi$  requer a banda de guarda entre a portadora óptica e as subportadoras que compõem

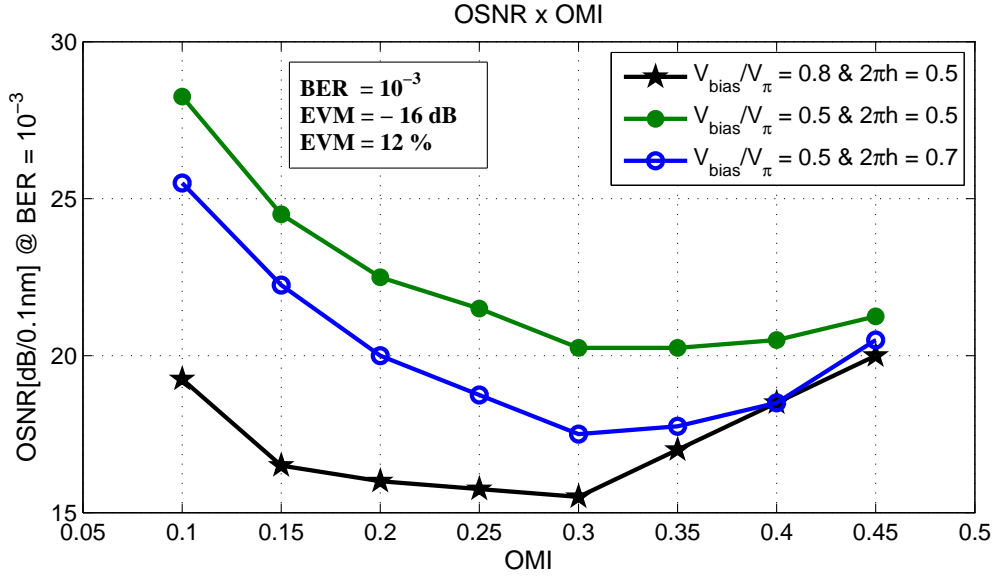


Figura 39: OSNR por OMI do sistema DDO-CE-OFDM para  $BER = 10^{-3}$ .

o sinal, diminuindo assim a eficiência espectral do sistema como um todo, embora melhore a sensibilidade do receptor. Polarizá-lo em quadratura melhora a eficiência no uso do espectro mediante pequena penalização na OSNR e escolha dos índices elétrico e óptico em  $2\pi h = 0.7$  e  $0.3 \leq OMI \leq 0.4$  respectivamente.

## 5.5 Tolerância à Dispersão Cromática

À partir da devida escolha dos parâmetros considerados vitais para a otimização do desempenho do sistema proposto pôde-se então avaliar a tolerância do mesmo à dispersão cromática nele inserido por fibras SMF. Para isso, sinais CE-OFDM ópticos foram transmitidos em  $N_{sp} = 12$  enlaces de fibra SMF de  $L_{sp} = 100$  km com atenuação e dispersão iguais a 0.2 dB/km e 16 ps/nm/km, sem compensação de dispersão e em regime de propagação linear. A Figura 40 ilustra o diagrama simulado para a avaliar o desempenho no final de cada enlace cuja razão potência de sinal e ruído óptico em dB é medida no comprimento de onda  $\lambda = 1550$  nm conforme a relação

$$OSNR = 58 + P_{ent} - NF - L_{sp} - 10 \log_{10}(N_{sp}), \quad (5.5)$$

para  $P_{ent} = 0$  dBm a potência óptica na entrada da fibra e  $NF = 5$  dB a figura de ruído do *span* ou enlace (KAMINOW; LI; WILLNER, 2008).

A Figura 41 mostra os resultados da simulação do desempenho do sistema proposto



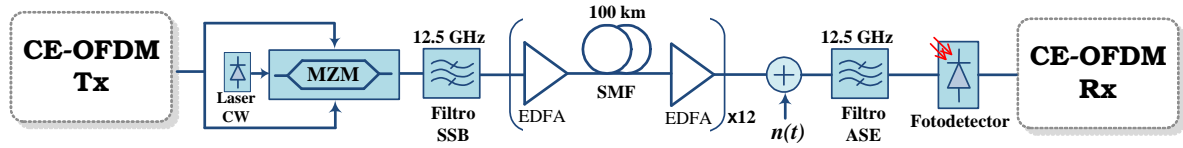


Figura 40: Esquema de simulação utilizado na transmissão de sinais OFDM ópticos com envelope constante em enlaces de fibra SMF. Os blocos de remoção de prefixo cíclico e de equalização são omitidos por questão de simplificação.

em termos da tolerância à dispersão por km de fibra, considerando-se os efeitos não lineares do modulador MZM, uma vez que, embora polarizado em quadratura, o índice de modulação óptico utilizado foi o  $OMI = 0.4$  para  $V_\pi \approx 4$  V. Os parâmetros dos 100 sinais DDO-CE-OFDM transmitidos em cada iteração são os mesmos da Tabela 2 e o índice de modulação de fase elétrico foi apropriadamente escolhido como  $2\pi h = 0.7$ . A potência dos mesmos na entrada da fibra, ou seja, na saída do filtro SSB foi fixada em  $P_{ent} = 0$  dBm.

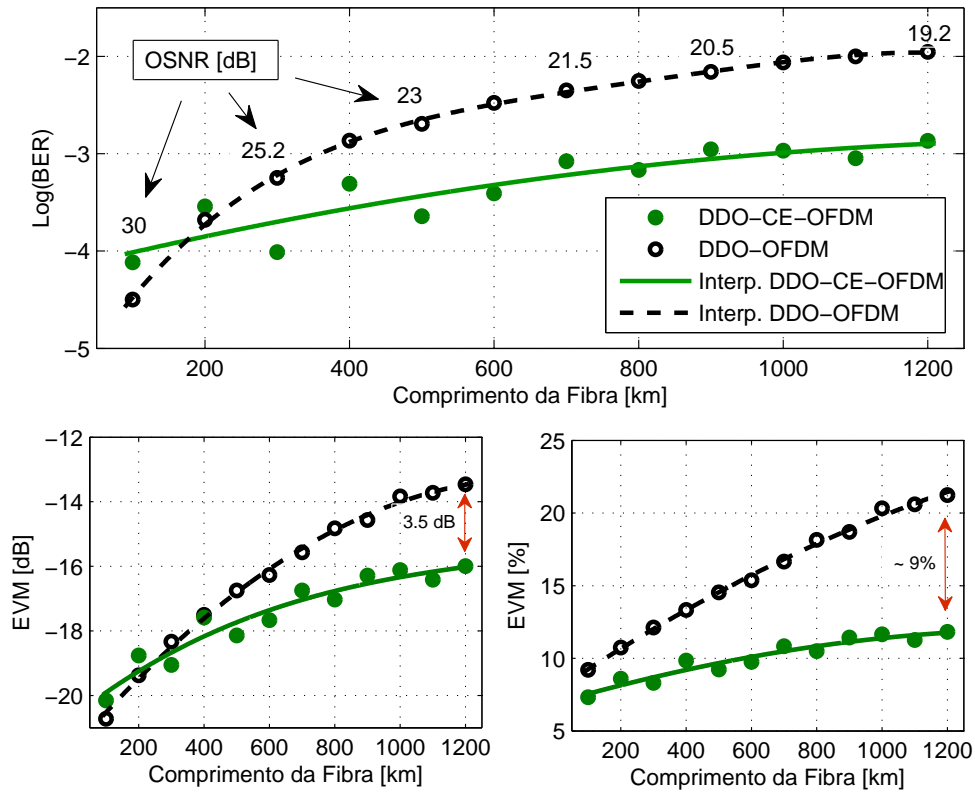


Figura 41: Tolerância à dispersão cromática do sistema DDO-OFDM convencional e do sistema proposto DDO-CE-OFDM, medida pelos desempenhos BER e EVM em dB e % por comprimento de fibra SMF.

Perceba-se pela Figura 41 que a queda de desempenho do sistema no final de cada enlace dá-se essencialmente devido à perda da  $OSNR$  e não pela inserção da fibra, uma vez que a duração do prefixo cíclico  $T_{CP} = 36.18$  ns adotado é muito maior que o necessário definido por (4.8) para combater os efeitos da dispersão cromática via equalização eletrônica. Observa-se ainda que nas condições impostas nas simulações, a EVM em dB e % do sistema proposto sobrepõe o convencional em até 3.5 dB e  $\approx 9$  % no final de 1200 km de fibra sem compensação de dispersão.

## 5.6 Montagem Experimental

Os conceitos que envolvem a proposta deste trabalho foram comprovados ante elaboração, montagem e análise de resultados de ensaios em laboratório. O desempenho *back-to-back* do sistema DDO-CE-OFDM aqui proposto foi metodologicamente analisado perante a montagem experimental da Figura 42 (SILVA et al., 2010). A taxa de amostragem igual a 5 GS/s do DAC do gerador de onda arbitrário AWG (*Arbitrary Wave Generator*) limitou a largura de banda dos sinais CE-OFDM gerados *offline* no MATLAB em no máximo  $B_{Wt} = 2.5$  GHz. Além disso, a ausência de filtros com largura de banda apropriada e o acesso a apenas um eletrodo do MZM utilizado, apenas permitiram transmitir sinais DSB (*Double-Side-Band*).

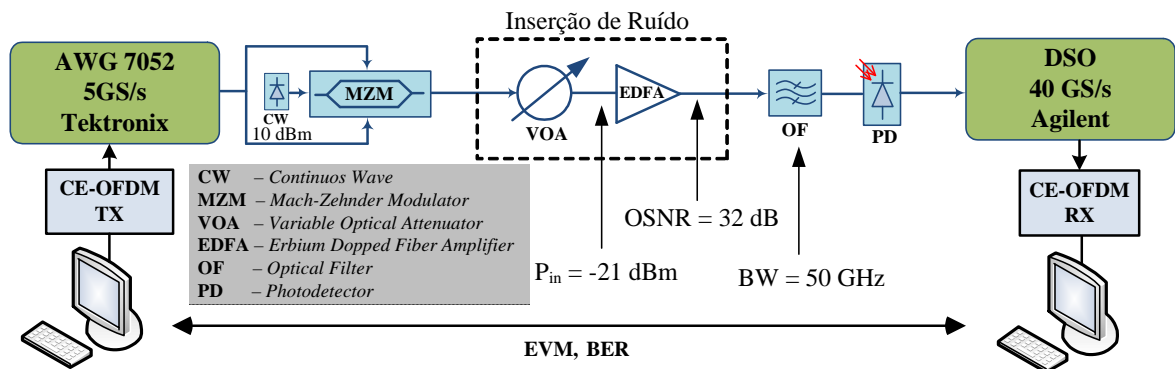


Figura 42: Montagem experimental do sistema DDO-CE-OFDM proposto. O circuito de inserção de ruído insere ruído ASE no *link* óptico e disponibiliza o sinal na saída do EDFA com  $OSNR \approx 32$  dB.

Os sinais OFDM com envelope constante previamente gerados no MATLAB compreendiam cada um 384 subportadoras de informação mapeadas em 16 QAM. Após preenchimento com zeros e posterior conjugação complexa para satisfazer a simetria Hermitiana, estes foram multiplexados por uma IFFT de 1024 pontos, reamostrados à taxa  $n_{smp} = 10$

e posteriormente “enjanelados” por um filtro do tipo cosseno levantado. Depois de multiplicada por  $2\pi h = \pi$ , para  $h$  o índice de fase elétrica, este sinal OFDM de  $1.08\mu s$  gerado a 1.4 Gb/s foi utilizado para modular a fase de uma portadora elétrica centrada em  $F_c = B_{Wt} = 500$  MHz. Após extensão cíclica em 64 amostras, o sinal CE-OFDM de  $PAPR = 3$  dB produzido na saída do bloco CE-OFDM TX da Figura 42 foi carregada no gerador de onda arbitrária AWG7052 da Tektronix que continuamente disponibilizava o sinal analógico na entrada do Mach-Zenhder Sumitomo polarizado em  $V_{bias} = V_\pi$  para  $V_\pi \approx 4$  V a tensão de chaveamento do modulador óptico. A energia óptica provinha de um Laser DFB JDSU de 10 MHz de largura de linha, 10 dBm de potência de saída e centrada em 193.1 THz. O enlace óptico é composto apenas por um circuito de inserção de ruído que contém um atenuador óptico variável VOA (*Variable Optical Attenuator*) e um amplificador EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*). Para fixar a OSNR em 32 dBm, o circuito sintonizador diminui a potência do sinal para  $-21$  dBm, o amplificou e depois o filtrou utilizando-se de um filtro óptico passa faixa de 50 GHz. A intensidade da fotocorrente na saída do fotodetector foi capturada e amostrada a 40 GS/s por um osciloscópio digital DSO81204A da Agilent de 12 GHz de largura de banda. A recepção do sinal CE-OFDM pelo bloco CE-OFDM RX é realizada conforme os diagramas das Figuras 19 e 33.

### 5.6.1 Resultados Experimentais

Para a análise do desempenho do sistema proposto foi necessário transmitir pelo menos 100 sinais CE-OFDM para uma estimativa segura da figura de mérito EVM. Após descarte das subportadoras responsáveis pela equalização do sistema, a EVM era medida diretamente no diagrama de constelação de todas as subportadoras recebidas em cada valor de OMI considerado. O índice de modulação óptica foi limitado em 0.14 devido à imposição do AWG na amplitude do sinal em 2 V pico a pico ou devido à ausência de pré amplificadores de potência no laboratório. A Figura 43.d) mostra a EVM por OMI do ensaio experimental. Parte do sinal com envoltória constante é ilustrada em 43.a). A densidade espectral de potência do 10° sinal recebido e a constelação de todas as subportadoras úteis recebidas são exibidos na Figura 43.b) e 43.c) respectivamente.

Observa-se pela Figura 43.d) que o desempenho do sistema melhora com o aumento do parâmetro OMI. Este comportamento assemelha-se ao da curva da Figura 38 obtida via simulação computacional, apesar da transmissão de sinais DSB do experimento contrastar com a transmissão de sinais SSB realizada nas simulações. Mesmo assim, é também

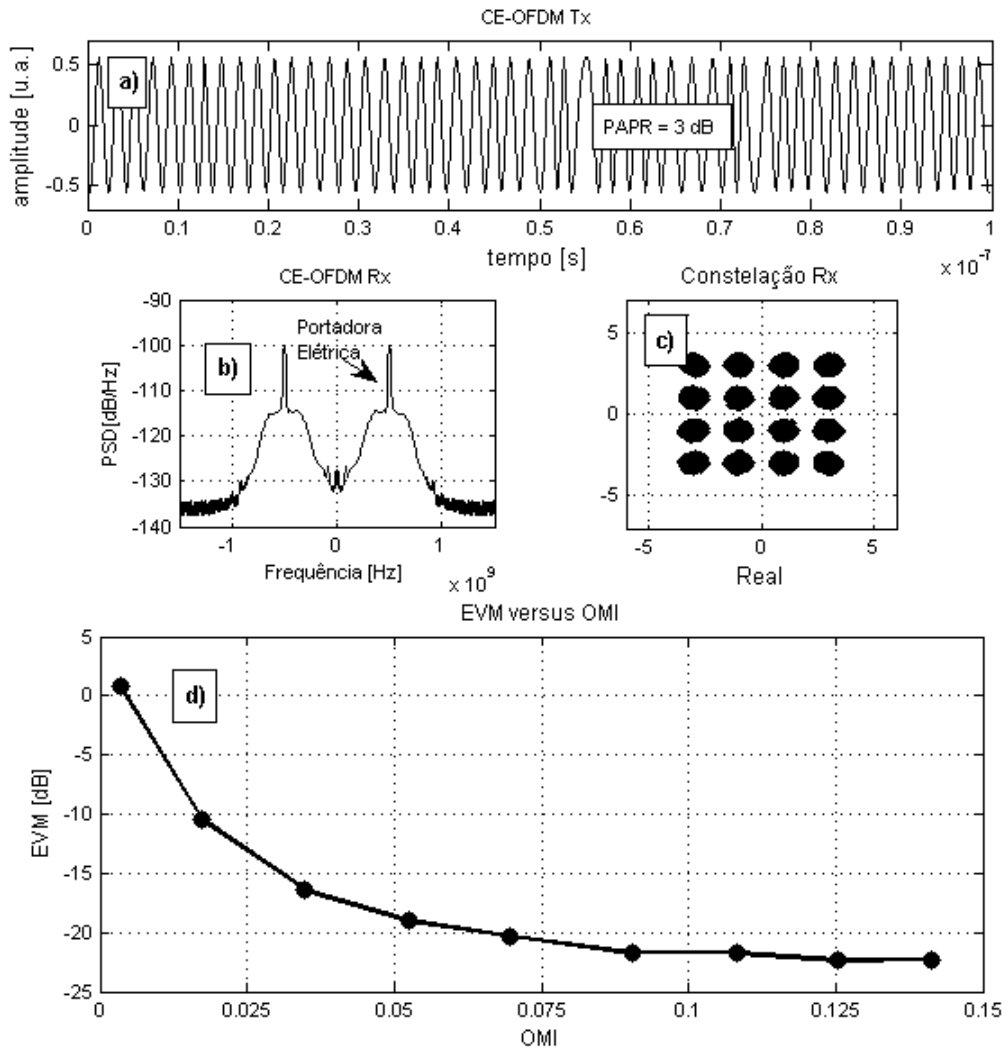


Figura 43: Resultado experimental da transmissão de sinais CE-OFDM em sistemas ópticos IMDD. a) Representação temporal de parte do sinal CE-OFDM gerado (entrada do MZM), b) Densidade espectral de potência do sinal 10° sinal CE-OFDM recebido, c) Diagrama de constelação das subportadoras que compõem os 100 símbolos recebidos, d) Desempenho EVM por OMI obtidas do sistema DDO-CE-OFDM experimentado.

possível delinear uma região delimitada por ruído, a qual compreende valores de  $OMI < 0.05$ . É do entendimento dos autores deste trabalho que o desempenho  $EVM = -23$  dB da curva EVM por OMI estender-se-ia até aqueles valores de índice de modulação óptica em que a limitação do desempenho dar-se-ia pela não linearidade do MZM, conforme previsão dos resultados das simulações anteriormente realizadas. Algum questionamento acerca da quantidade medida pela métrica pode ser justificado pela adoção do índice de modulação de fase elétrica  $h$  em  $2\pi h = \pi$  nos experimentos. Esperava-se a princípio um valor abaixo dos  $-23$  dB devido ao alto valor de OSNR (32 dB) pré-fixado pelo circuito de inserção de ruído<sup>3</sup>. Mesmo mediante a indefinição de um valor do parâmetro  $h$  que otimize a sensibilidade do receptor para a transmissão de sinais CE-OFDM ópticos DSB, pode-se afirmar que os resultados da Figura 43.d) comprovam a capacidade do sistema DDO-CE-OFDM proposto no quesito tolerância às não linearidades inseridas pelo modulador óptico. O bom desempenho do sistema dado pela  $EVM = -23$  dB em  $OMI = 0.14$  pode ser visualmente confirmado pelo diagrama de constelação apresentado na Figura 43.c) dada a concentração dos pontos em regiões que permitem a correta detecção das subportadoras. Conclui-se portanto que a prova dos conceitos aqui esboçados foi alcançada, apesar das limitações de equipamentos e dispositivos utilizados nos experimentos laboratoriais.

---

<sup>3</sup>Recomenda-se uma avaliação minuciosa do efeito do índice de modulação de fase elétrica  $h$  naquelas aplicações em que a transmissão de sinais DSB é adequada.

## 6 *DDO-CE-OFDM no Combate a Não Linearidades da Fibra*

O produto entre a intensidade efetiva  $I_{ef}$  e a distância efetiva de interação  $L_{ef}$  representa uma figura de mérito que governa o poderio dos efeitos da propagação não linear de pulsos com potência óptica  $P_{in}$  em fibras ópticas com área efetiva  $A_{ef}$ . Nesta área equivalente da seção transversal da fibra onde assume-se que a intensidade da luz é uniforme, a intensidade efetiva é dada por  $I_{ef} = \frac{P_{in}}{A_{ef}}$  e a distância ou o comprimento equivalente sobre o qual a intensidade da luz propagante é constante, é dada por  $L_{ef} = \frac{1-e^{-\alpha L}}{\alpha}$ , onde  $L$  é o comprimento da fibra e  $\alpha$  o coeficiente de atenuação da fibra. Sob condições de alta potência óptica e longas distâncias de operação, as fibras ópticas apresentam comportamento não linear. Portanto, a ordem de grandeza do produto potência versus distância em sistemas amplificados pode transformar os efeitos não lineares da fibra em fatores dominantes na determinação do desempenho dos sistemas de longa distância e conseqüentemente alterar especificações do sistema tais como o comprimento do enlace sem regeneração, o espaçamento entre amplificadores e a potência por canal.

A potência de sinais multiportadoras OFDM na entrada da fibra em regime de propagação não linear é uma limitante de extrema relevância nos sistemas DDO-OFDM convencionais. De fato, a tolerância a não linearidades de tais sistemas reduz-se consideravelmente quando comparado aos sistemas uniportadoras devido principalmente aos inerentes altos valores do parâmetro PAPR dos mesmos. É intuitivo pensar então que mecanismos de redução de PAPR devem ajudar no combate às não linearidades referidas (PECHENKIN; FAIR, 2009), (KRONGOLD; TANG; SHIE, 2008). A pergunta a ser respondida aqui é: Será que o emprego de sinais OFDM com envelope constante aumenta a citada tolerância?

A robustez do sistema DDO-CE-OFDM perante o aumento da potência do sinal na entrada da fibra em enlaces de longo alcance é abordado neste capítulo. Mostra-se através de resultados de simulação computacional que o sistema proposto polarizado opticamente

detém maior capacidade no combate aos efeitos capitalizados pela automodulação de fase SPM (*Self-Phase Modulation*) junto aos provocados pela atenuação e pela dispersão cromática em um modelo de propagação em regime não linear, quando comparado com um sistema DDO-OFDM convencional. Antes, porém, convém conceituar matematicamente o regime de propagação não linear na fibra dos sinais estudados, considerando-se o efeito da automodulação de fase SPM.

## 6.1 Propagação em Regime Não Linear na Fibra

A propagação de pulsos em fibras monomodo é matematicamente descrita pela equação diferencial não linear de Schrödinger (AGRAWAL, 1995), (TANNURE, 2000). Esta equação governa a propagação da envoltória  $A(z, t)$  de variação lenta da amplitude da distribuição do campo elétrico na seção transversal da fibra conforme

$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} + j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z, T)}{\partial T^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A(z, T)}{\partial T^3} + \frac{\alpha}{2} \cdot A(z, T) = j\gamma \cdot |A(z, T)|^2 \cdot A(z, T), \quad (6.1)$$

onde o tempo  $T$  medido em um sistema de coordenadas que se move à velocidade de grupo do pulso é dado por  $T = t - \beta_1 z$ , para  $t$  o tempo,  $\beta_1 = 1/v_g$  a constante de fase,  $v_g$  a velocidade de grupo e  $z$  a coordenada longitudinal ao longo da fibra,  $\beta_2$  é a dispersão de velocidade de grupo de 1ª ordem ou dispersão cromática,  $\beta_3$  é a dispersão de velocidade de grupo de 2ª ordem,  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação da fibra <sup>1</sup> e  $\gamma$  o parâmetro de não linearidade da fibra dado por

$$\gamma = \frac{N_2 k_0}{A_{ef}}, \quad (6.2)$$

sendo  $N_2 = n_2 \cdot \frac{2}{\bar{n}} \cdot \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 2.45 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$  um valor comum em fibras SMF, para  $n_2 = 0.61 \times 10^{-22} \text{ m}^2/\text{V}^2$  o coeficiente de índice de refração não linear,  $\bar{n} \cong 0.16$  o índice de refração médio e  $\varepsilon_0$  e  $\mu_0$  a permissividade dielétrica e permeabilidade magnética do vácuo respectivamente. O parâmetro de não linearidade da fibra atinge valores na faixa  $\gamma = 2 - 30 \text{ (W} \cdot \text{km)}^{-1}$  se a área efetiva do núcleo  $A_{ef}$  variar entre  $50 - 80 \text{ } \mu\text{m}^2$ .

Para o caso específico de propagação de pulsos Gaussianos, por exemplo, os efeitos dispersivos ou os efeitos não-lineares, ou então ambos, irão dominar a evolução dos mesmos ao longo da fibra, mediante a largura inicial  $T_0$  e a potência óptica  $P_0$  incidente dos pulsos

<sup>1</sup> $\beta_2 = -21 \text{ ps}^2/\text{km}$ ,  $\beta_3 = 0.122 \text{ ps}^3/\text{km}$  e  $\alpha = 0.20 \text{ dB/km}$  são valores típicos de fibras SMF padrão operando em  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ .

na própria fibra. Com a escala de tempo normalizada em relação a  $T_0$  dado por  $\tau = T/T_0$ , e a amplitude normalizada  $U$  determinada pela relação

$$A(z, \tau) = \sqrt{P_0} \cdot e^{-\alpha z/2} \cdot U(z, \tau), \quad (6.3)$$

substituídas na equação (6.1) obtém-se a seguinte equação de propagação que satisfaz  $U(z, \tau)$

$$j \frac{\partial U}{\partial z} = \frac{\text{sinal}(\beta_2)}{2L_D} \frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + \frac{j}{6L_D} \frac{\partial^3 U}{\partial \tau^3} - \frac{e^{-\alpha z}}{L_{NL}} |U|^2 U, \quad (6.4)$$

onde,  $\text{sinal}(\beta_2) = \pm 1$  dependendo do sinal de  $\beta_2$ <sup>2</sup> e

- $L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}$  é denominado comprimento de dispersão de primeira ordem,
- $L'_D = \frac{T_0^3}{|\beta_3|}$  é denominado comprimento de dispersão de segunda ordem e
- $L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0}$  é conhecido como o comprimento de não linearidade.

As escalas de comprimento de  $L_D$  e  $L_{NL}$  definem qual dos efeitos dispersão ou não linearidade dominam a evolução do pulso ao longo da fibra. Assim, dependendo das magnitudes destes comprimentos em relação ao comprimento da fibra  $L$ , a evolução do pulso pode ser classificada em um regime tal que  $L \ll L_D$  e  $L \gtrsim L_{NL}$ , onde os efeitos não lineares tornam-se dominantes. Com o termo dispersivo da equação (6.1) desprezível quando comparado com o relacionado à não linearidade, afirma-se que a evolução de pulsos neste regime é governado pela automodulação de fase SPM, a qual conduz a um alargamento espectral do próprio pulso. No caso em que  $L \gtrsim L_D$  e  $L \gtrsim L_{NL}$  os efeitos da GVD e da SPM atuam juntos na propagação do pulso na fibra. Seus efeitos igualam-se numericamente e neste caso conduzem a comportamentos qualitativos diferentes dos gerados pela ação da dispersão e da não linearidade em separado.

Os efeitos lineares e não lineares gerados na propagação de sinais pela fibra são modelados e simulados através de métodos numéricos. Uma forma de solucionar a equação diferencial não linear de Schrödinger descrita em (6.1) consiste da aplicação do método *Split-Step* de Fourier (SSF), o qual considera que os efeitos aqui citados atuam de maneira separada em seções de fibra muito pequenas denominados de passo de propagação. Este método, devidamente compilado e testado, vem sendo usado no Laboratório de Telecomunicações da UFES (LabTel) há mais de uma década em trabalhos que envolvem

---

<sup>2</sup>O parâmetro GVD (*Group-Velocity Dispersion*)  $\beta_2$  pode ser negativo (regime de dispersão anômala) ou positivo (regime de dispersão normal), dependendo do valor do comprimento de onda  $\lambda$  ser superior ou inferior ao comprimento de onda de dispersão zero  $\lambda_D \simeq 1.3 \mu m$  respectivamente.



a simulação de efeitos não lineares provenientes da propagação de pulsos na fibra em regime não linear. A descrição de seu princípio de funcionamento foge ao escopo deste trabalho. Detalhes das diferentes formas de implementação do SSF podem ser encontrados em (AGRAWAL, 1995) e em (TANNURE, 2000).

## 6.2 A Automodulação de Fase SPM

A resposta da fibra a campos eletromagnéticos intensos é não linear, dada ao movimento anarmônico dos elétrons da fronteira do dielétrico. Os efeitos não lineares de mais baixa ordem originais da refração não linear caracterizam um fenômeno também conhecido por efeito *Kerr*, o qual referencia a dependência do índice de refração com a intensidade pela igualdade

$$\bar{n}(\omega, E^2) = n(\omega) + n_2|E|^2 = n(\omega) + N_2 \frac{P(z, T)}{A_{ef}}, \quad (6.5)$$

onde  $n(\omega)$  é a parte linear do índice de refração,  $n_2$  é a parte não linear do índice,  $|E|^2$  é a intensidade óptica dentro da fibra,  $N_2 = 2.45 \times 10^{-29} m^2/W$  para a sílica e  $P(z, T)$  é a potência óptica. Observa-se pela equação (6.5) que variações na potência  $P(z, T)$  modulam o índice  $\bar{n}(\omega)$ . Esta dependência do índice de refração com a intensidade óptica provoca um deslocamento de fase não linear  $\phi_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda} n_2 L |E|^2$  no próprio campo óptico durante a sua propagação na fibra, oriunda da variação da fase  $\phi$  de um campo óptico descrita por

$$\phi = \bar{n}k_0 L = (n + n_2|E|^2) \frac{2\pi}{\lambda} L, \quad (6.6)$$

onde  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$  é o número de onda no vácuo,  $L$  o comprimento da fibra e  $\lambda$  o comprimento de onda. Assim, modulação em intensidade do sinal óptico é convertida através da não linearidade do índice de refração em modulação de fase.

Ressalta-se que o deslocamento de fase não linear  $\phi_{NL}$  acima referido por sua vez provoca alargamento espectral (deslocamento em frequência) do próprio sinal propagante, proporcional à distância, à intensidade do sinal e ao parâmetro de não linearidade da fibra (TANNURE, 2000). Isso significa que as novas componentes espectrais criadas ao longo da propagação, dependentes das características da fibra e do perfil temporal da potência do sinal, certamente degradam o desempenho de um sistema de comunicação óptica.

## 6.3 Sistema DDO-CE-OFDM Simulado

A Figura 44 ilustra o diagrama de blocos do sistema de comunicação ponto a ponto DDO-CE-OFDM utilizado nas simulações realizadas para analisar os limites impostos pela SPM no desempenho do mesmo. Convém informar que em todas as simulações conduzidas neste capítulo, a portadora óptica foi inserida no domínio óptico conforme descrito na seção 4.4.2. Isso permitiu avaliar o efeito do parâmetro CSPR dado pela equação (4.14) e não mais o parâmetro OMI, uma vez que o modulador óptico MZM é sempre polarizado no seu ponto de intensidade nula.

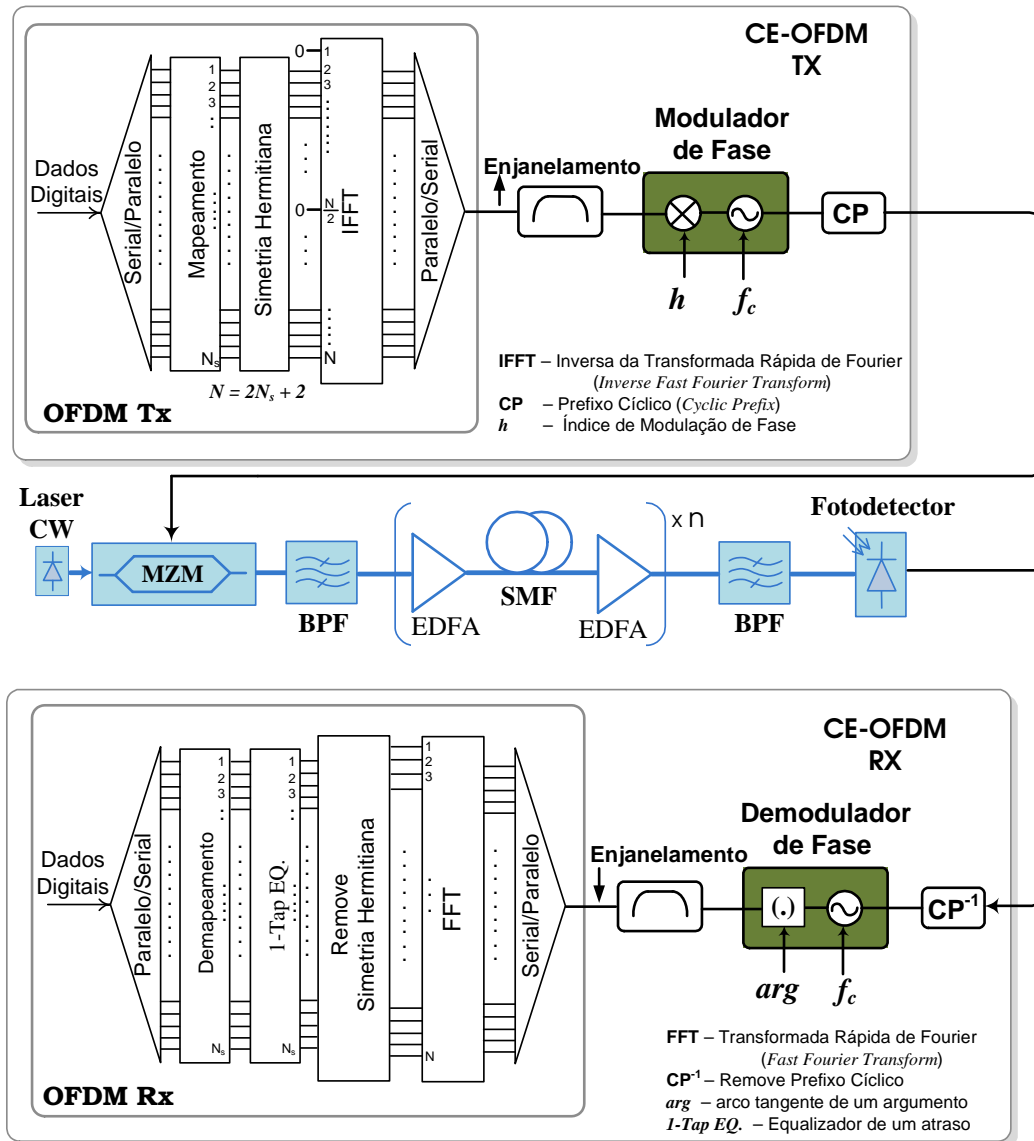


Figura 44: Topologia do Sistema DDO-CE-OFDM com equalização no domínio da frequência. Para conceber a polarização óptica, a portadora óptica é inserida no domínio óptico após o filtro BPF (*Bandpass Filter*).

Observa-se pela Figura 44 que, por causa da polarização óptica, a equalização passa a ser realizada no domínio da frequência por um equalizador de um atraso (*one-tap equalizer*) assim como é nos sistemas DDO-OFDM convencionais, o que naturalmente reduz a complexidade do sistema aqui proposto. Estas duas principais alterações no sistema DDO-CE-OFDM descrito no capítulo anterior certamente mudarão a configuração do mesmo quanto ao desempenho ótimo em termos do parâmetro  $2\pi h$ .

### 6.3.1 Escolha do Parâmetro CSPR Ótimo

A influência exercida pelo parâmetro que reflete a razão entre as potências da portadora óptica e do sinal OFDM óptico com banda lateral única em sistemas com detecção direta é simplesmente a mesma quando o sinal OFDM SSB considerado detém envoltória constante. Sabe-se portanto que baixos valores de CSPR aumentam a relação potência de sinal sobre potência do ruído (SNR) e as distorções por intermodulação (IMD) na detecção do sinal, enquanto que altos valores essencialmente desperdiçam potência na portadora óptica transmitida. Simulações do sistema da Figura 44 na configuração *back-to-back* (b2b) foram realizadas com o intuito de definir um valor ótimo de CSPR que melhor atende ao quesito sensibilidade do receptor. A Tabela 3 mostra um sumário dos principais parâmetros elétricos utilizados nas simulações.

Tabela 3: Parâmetros DDO-CE-OFDM

Parâmetros Elétricos	
Parametro	Valor
Taxa Transmissão $R_b$	10 Gb/s
Tamanho da IFFT/FFT $N_{FFT}$	2048
Subportadoras de Dados $N_s = \frac{N_{FFT}-2}{2}$	1023
Modulação por Subportadora $M$	16-QAM
Fração do Prefixo Cíclico $CP$	$\frac{1}{16}$
Largura de Banda $B_w = \frac{R_b \cdot N_s \cdot (1+CP)}{N \cdot \log_2(M)}$	$\approx 2.66$ GHz
Espaçamento entre Subportadoras $\Delta_f = \frac{B_w}{N_{FFT}}$	$\approx 2.6$ MHz
Duração do Prefixo Cíclico $T_{cp}$	$\approx 24$ ns
Duração Total do Símbolo $T_s$	$\approx 409$ ns
Frequência Central $f_c = \frac{B_w}{2}$	$\approx 1.33$ GHz

Os resultados apresentados na Figura 45 mostram a relação potência de sinal e potência de ruído óptico necessária para alcançar um taxa de erro de bits  $BER = 10^{-3}$  para diferentes valores de índice de modulação de fase. A Figura ilustra também os resultados de simulação do sistema DDO-OFDM I da Figura 24 convencional, parametrizado

conforme Tabela 3, a título de comparação.

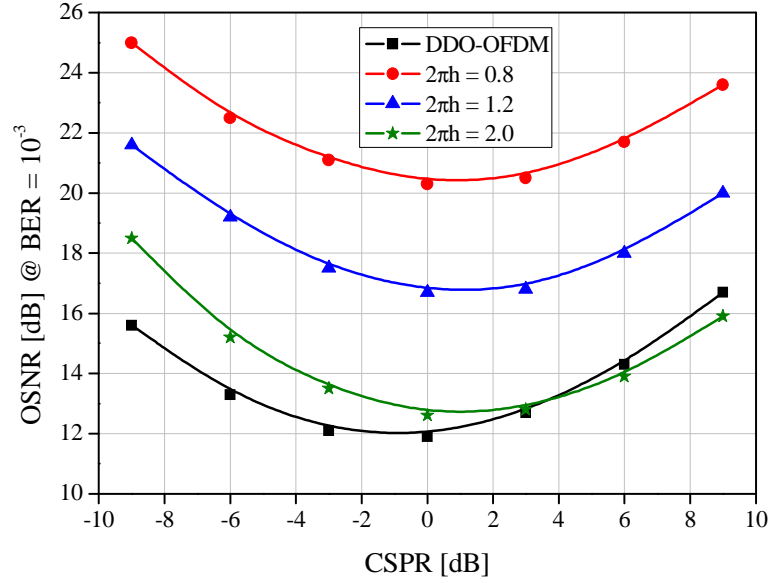


Figura 45: OSNR requerido para uma  $BER = 10^{-3}$  em função do parâmetro CSPR.

Nota-se pela Figura 45 que, conforme esperado, para todos os índices  $2\pi h$  considerados o ótimo CSPR ocorre em 0 dB, assim como em sistemas DDO-OFDM convencionais. Isto significa que a melhor sensibilidade do receptor é alcançada quando a potência da portadora se iguala à potência do sinal multiportadora OFDM com envelope constante e banda lateral única. Observa-se também que o desempenho do sistema proposto nas condições anunciadas no início do capítulo, também é fortemente dependente do índice de modulação de fase  $h$ , uma vez que para  $BER = 10^{-3}$  a OSNR requerida para  $2\pi h = 0.8$ , 1.2 e 2.0 é respectivamente 1, 5 e 8 dB maior que aquela requerida em pelo sistema DDO-OFDM convencional simulado.

Os índices de modulação de fase  $h$  relacionados para as simulações sobre as quais resultaram as discussões realizadas neste capítulo são diferentes daqueles considerados pelo sistema DDO-CE-OFDM com polarização elétrica. Convém portanto analisar o compromisso induzido pelo índice de modulação de fase nos quesitos espalhamento espectral e desempenho BER versus SNR do sistema proposto nas condições propícias para a polarização óptica mas em canais somente com ruído AWGN, com o intuito de fundamentar a escolha dos parâmetros  $2\pi h$  considerados na Figura 45. Os gráficos mostrados na Figura 46 ilustram bem a tão comentada importância deste importante parâmetro também na transmissão com envelope constante com o MZM polarizado em  $V_{bias} = V_{\pi}$ . Percebe-se pela densidades de potência apresentadas na Figura 46(a) que a largura de banda aumenta com o índice  $h$  sendo que potência de sinal fora da banda é registrada nos casos em que

$2\pi h > 1$  e que para  $2\pi \leq 1$  a banda de sinais CE-OFDM é a mesma de sinais OFDM tradicionais. Os resultados de simulação do desempenho BER versus SNR mostrados na Figura 46(b) ilustram a forte sensibilidade do sistema proposto perante o índice de modulação de fase. A constatação que permite afirmar que quanto menor o  $h$  pior a BER é perfeitamente explicável pelo fato de que a fase de sinais CE-OFDM com menores valores de  $2\pi h$  é mais vulnerável a ruídos dada à correspondente baixa faixa dinâmica de variação (CHUNG, 2010).

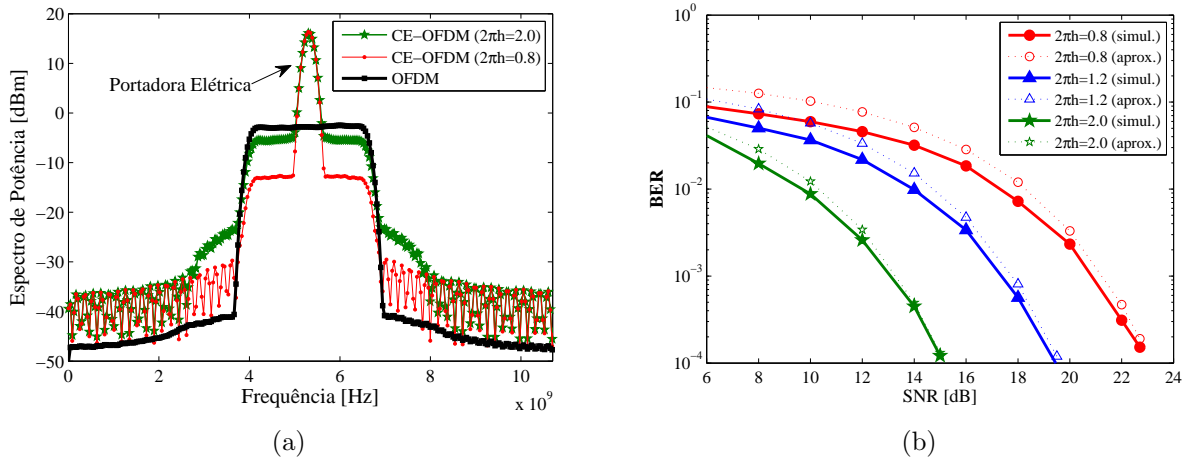


Figura 46: (a) Espectro de sinais OFDM e CE-OFDM gerados com  $N_s = 64$  subportadoras de dados mapeadas em 16-QAM. (b) Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em canais AWGN. ( $N_{FFT} = 2048$ ,  $N_s = 1023$  subcarriers, 16-QAM e fator de superamostragem  $J = 4$ ).

A aproximação teórica da taxa de erro de bits representada na Figura 46(b) é dada por

$$BER \approx 2 \left( \frac{M-1}{M \log_2 M} \right) Q \left( 2\pi h \sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1}} \sqrt{SNR} \right), \quad (6.7)$$

onde  $M$  é o índice de modulação por subportadora,  $Q(x) = \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy / \sqrt{2\pi}$  é a função  $Q$  e  $SNR = E_b/N_0$  é a relação potência de sinal sobre potência de ruído descrita pela razão entre a energia de bit  $E_b$  e a densidade de energia do ruído  $N_0$ . Sua exatidão para altas razões entre a potência da portadora elétrica e a potência de ruído CNR (*carrier-to-noise ratio*) foi exaustivamente testada em (THOMPSON et al., 2004) para sistemas de comunicação sem fio. A tolerância pela pequena diferença entre os resultados de desempenho simulado e o teórico da aproximação (6.7) em todos os índices  $2\pi h$  estudados provém da aproximação para altos CNR's<sup>3</sup>, consideração padrão em análises de receptores que empregam demoduladores de fase (THOMPSON et al., 2004).

<sup>3</sup>Tipicamente acima de 10 dB.

### 6.3.2 Evolução do Parâmetro PAPR ao Longo da Fibra

A PAPR de um sinal OFDM altera-se a medida que o sinal propaga-se pela fibra devido a não linearidades da fibra e a dispersão cromática, que afetam principalmente a fase das subportadoras que compõem o próprio sinal (GOEBEL et al., 2009), (GOEBEL; HELLERBRAND; HANIK, 2010). A Figura 47 comprova que esta afirmativa também se aplica ao sistema DDO-CE-OFDM ao medir o valor de PAPR médio de 1000 símbolos CE-OFDM ópticos na saída da fibra em enlaces de comprimentos distintos. Para tal foram simulados trechos ou *span*'s de 80 km de fibra SMF de área efetiva  $A_{eff} = 8 \times 10^{-11} m^2$ , com perdas  $\alpha = 0.2 dB/km$ , dispersão total  $D = 17 ps/(nm.km)$  e coeficiente de não linearidade  $\gamma = 1.365 W^{-1}km^{-1}$  no comprimento de onda  $\lambda = 1550 nm$ .

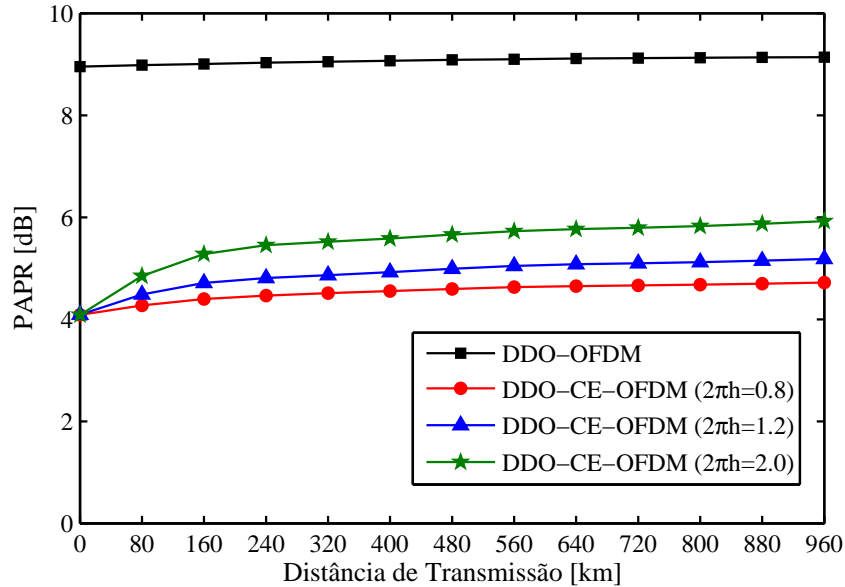


Figura 47: PAPR em função do comprimento do enlace óptico para sistemas DDO-OFDM convencionais e para o sistema DDO-CE-OFDM em diferentes índices de modulação de fase elétrica  $h$ .

A envoltória constante do sinal disponibilizado no canal justifica o fato dos valores de PAPR do sistema proposto serem menores que aqueles acusados pelas transmissões multiportadoras tradicionais, apesar do crescimento destes com o alcance do enlace em todos os índices  $2\pi h$  examinados, conforme registram as curvas da Figura 47. O fato da evolução com menores valores de PAPR médio acontecer com o menor índice de modulação de fase ( $2\pi h = 0.8$ ) já era esperado, devido ao seu espectro mais concentrado. Ressalta-se que a “descorrelação” das fases das subportadoras provocada principalmente pela dispersão cromática aumenta com o espaçamento entre as próprias subportadoras.

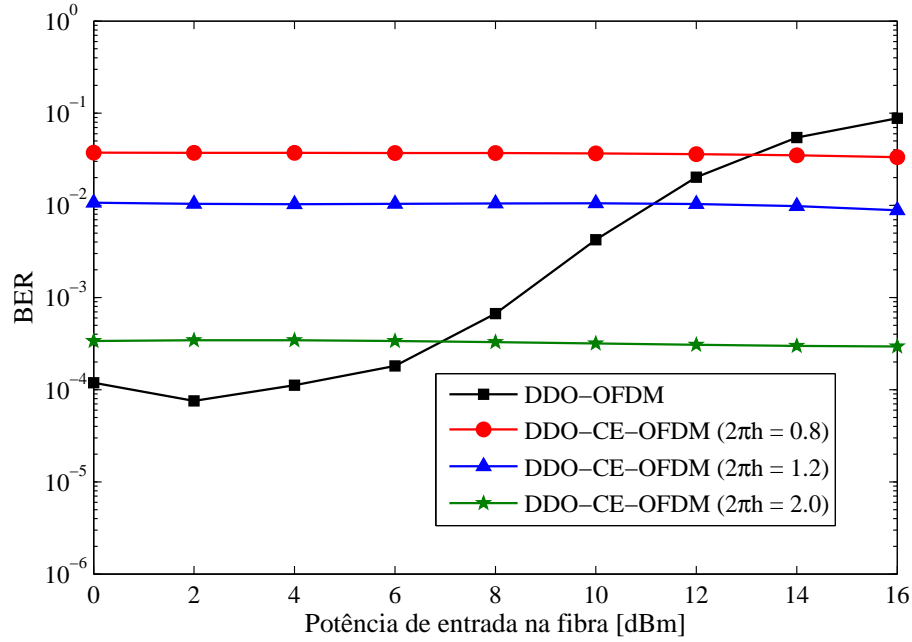
## 6.4 Análise de Resultados de Simulação

As características físicas de um canal de fibra óptica mudam completamente com a inserção dos efeitos do fenômeno de Kerr no modelo de propagação. Resultante da dependência do índice de refração com a intensidade do campo do sinal transmitido, tal fenômeno faz com que a fase do campo óptico do sinal seja modulada pela potência do próprio sinal em um determinado canal. Denominado de automodulação de fase (SPM), este efeito por sua vez impõe limites na potência de sinal de transmissão e consequentemente no comprimento do enlace de fibra. Sua força pode então ser medida aumentando-se a potência do sinal a ser inserido na fibra até que degradações substanciais ocorram no desempenho do sistema.

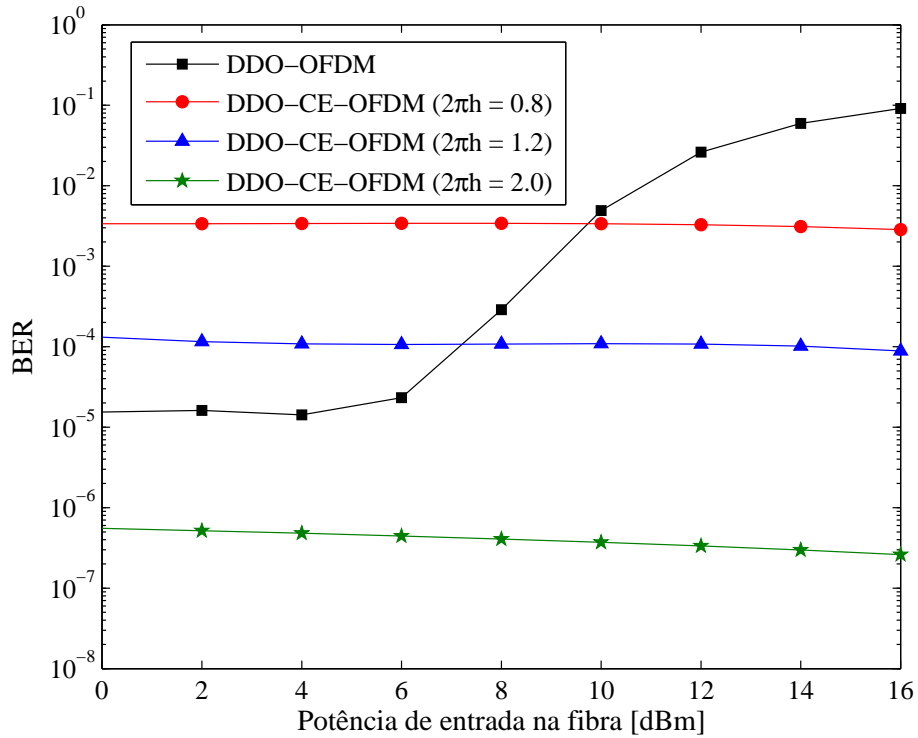
Simulações de Monte Carlo normalmente usadas para estimar a taxa de erro de bits (BER) foram então conduzidas com o intuito de avaliar o desempenho do sistema DDO-CE-OFDM sob a influência dos efeitos não lineares da fibra, mais especificamente do efeito não linear de Kerr. Os resultados de simulações obtidos mediante a variação da potência de entrada na fibra (para CSNR = 0 dB), da distância de transmissão e da relação potência de sinal e potência de ruído óptico (OSNR) ilustraram a tolerância a não linearidades (NLT - *Nonlinear Tolerance*) do esquema de transmissão da Figura 44, eletricamente parametrizado conforme Tabela 3. Com os parâmetros ópticos descritos na seção 6.3.2, a propagação dos sinais ao longo de fibras SMF's padrão foi simulada pelo método split-step de Fourier para a equação não linear de Schrödinger generalizada da equação (6.1), a qual inclui a atenuação, a dispersão cromática e a não linearidade SPM proveniente do efeito Kerr.

A tolerância NLT do sistema proposto é comparada com a de sistemas DDO-OFDM convencionais na Figura 48, após a transmissão em 80 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão, variando-se a potência de entrada na fibra de 0 até 16 dBm, para OSNR = 15 dB (veja Figura 48.(a)) e para OSNR = 20 dB (veja Figura 48.(b)). A mesma metodologia foi utilizada para 160 km (2 *span's* de 80 km) e 240 km (3 *span's* de 80 km) de fibra e os resultados são aqueles apresentados nas Figuras 49 e 50. Estes comprimentos de fibra foram escolhidos em um primeiro momento porque é nestas distâncias que os efeitos não lineares da fibra são mais intensos.

Os resultados revelam que, em casos específicos, o desempenho do sistema DDO-CE-OFDM detém melhor desempenho que o sistema DDO-OFDM convencional simulado quando não linearidades da fibra são levadas em conta na propagação de sinal, uma vez que



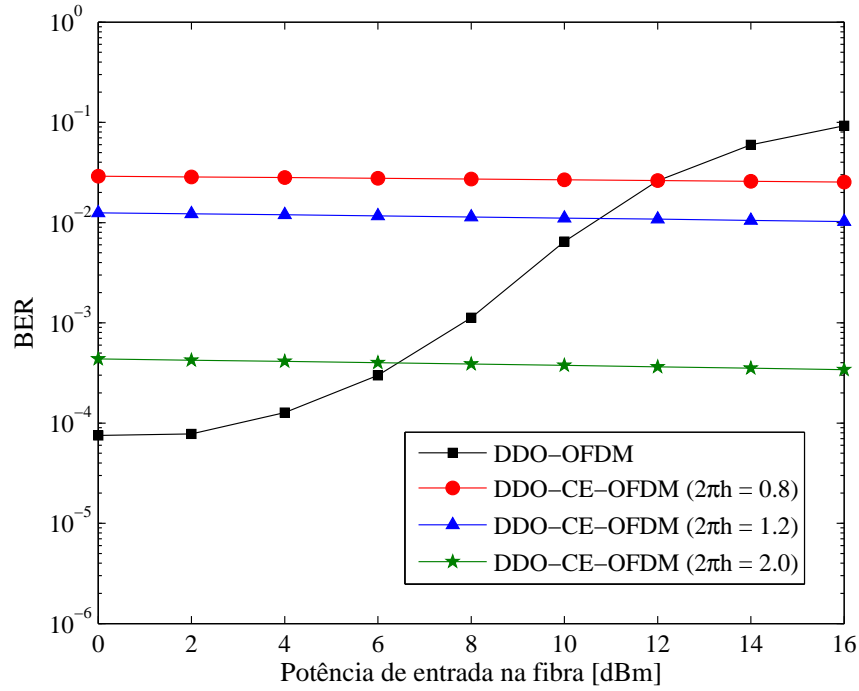
(a)



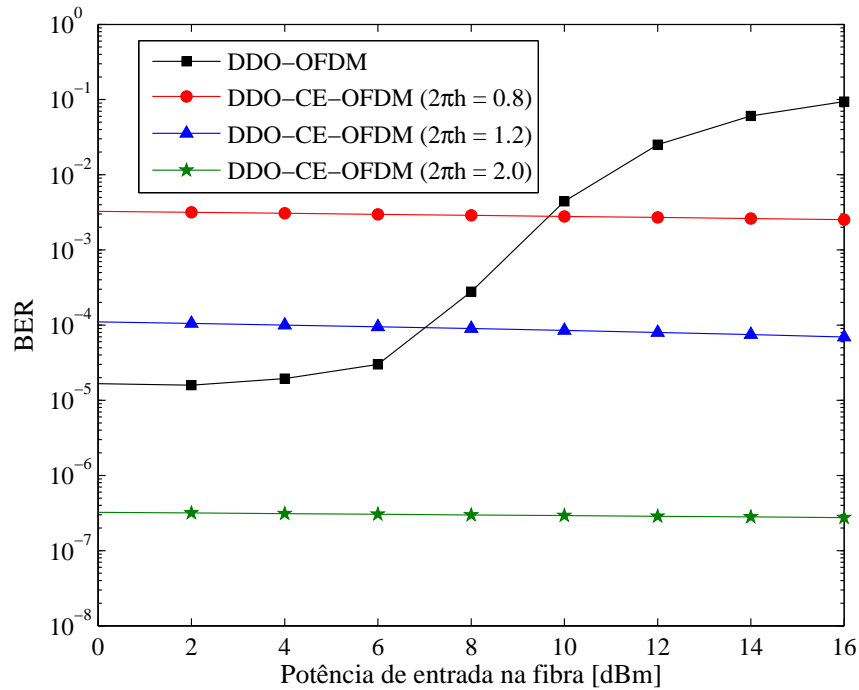
(b)

Figura 48: Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 80 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB.



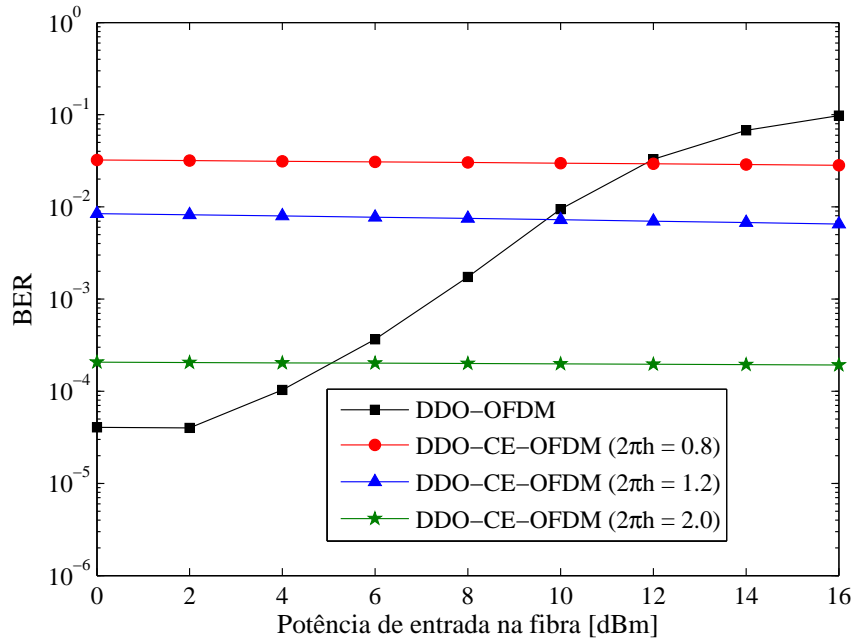


(a)

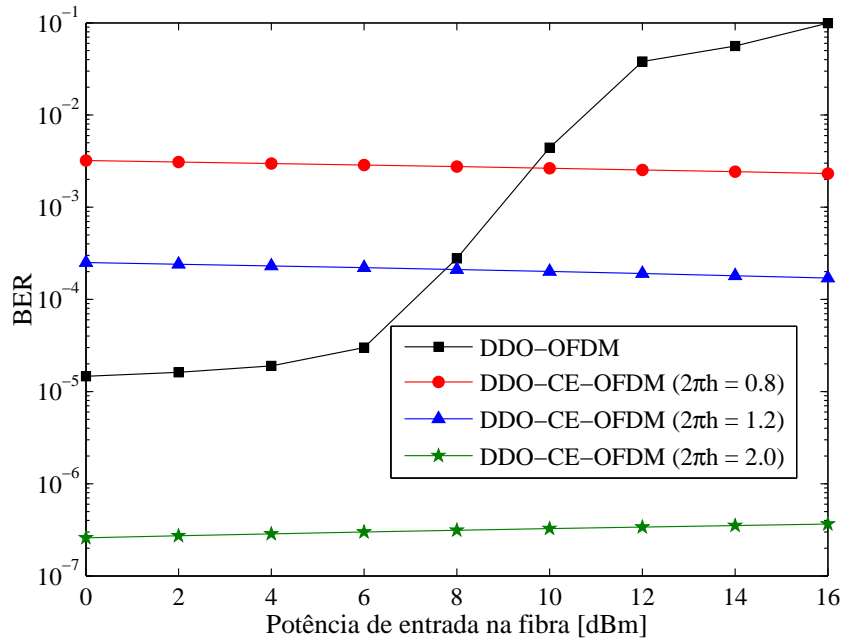


(b)

Figura 49: Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 160 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB.



(a)



(b)

Figura 50: Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 240 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão. (a) OSNR = 15 dB, e (b) OSNR = 20 dB.

o esquema de comunicação aqui proposto tolera potências de transmissão maiores. Este é menos sensível aos efeitos Kerr em toda a faixa de potências  $P_{in}$  considerada nos enlaces de 80 e 160 km, quando  $OSNR = 20$  dB e índice de modulação de fase  $2\pi h = 2.0$ . Isto acontece em um canal de 240 km de fibra para  $P_{in} > 4$  dBm. Os resultados apresentados nas Figuras 48, 49 e 50 mostram que esta potência <sup>4</sup> varia com o índice de modulação de fase  $h$  para  $OSNR = 15$  dB em todos os comprimentos de fibra SMF considerados. Este comportamento mantém-se para  $2\pi h = 0.8$  e  $1.2$  em todas as distâncias quando  $OSNR = 20$  dB. Nota-se também que o desempenho do sistema DDO-CE-OFDM é melhor quando o índice de modulação  $2\pi h$  é 2.0, apesar da evolução da PAPR ser maior quando comparado quando os outros índices, conforme ilustra a Figura 47. O fato da fase das formas de onda de sinais CE-OFDM com menores índices  $2\pi h$  ser mais vulnerável a ruídos também explica esta constatação (CHUNG, 2010).

Compara-se na Figura 51 a NLT de ambos os sistemas depois da propagação em 960 km de fibra SMF padrão também sem compensação de dispersão, variando-se a potência de inserção na fibra de 0 até 12 dBm. Foram considerados diferentes valores de  $OSNR$  para a geração das curvas de desempenho com o objetivo eliminar a incerteza nos resultados. A adoção de uma  $OSNR = 25$  dB para o sistema DDO-CE-OFDM com  $2\pi h = 2.0$  resulta em uma  $BER = 0$  <sup>5</sup> mediante a transmissão dos 307200 bits associados aos 100 sinais CE-OFDM que compõem um *frame* de dados. Assim, para os sistemas DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM com  $2\pi h = 0.8$  escolheu-se uma  $OSNR = 25$  dB enquanto que para os sistemas DDO-CE-OFDM com  $2\pi h = 1.2$  e  $2\pi h = 2.0$  as  $OSNR$ 's consideradas foram iguais a 21 e 17 dB respectivamente. Os resultados da Figura 51 revelam que para  $P_{in} \leq 4$  dBm, o desempenho do sistema tradicional é melhor que o do DDO-CE-OFDM para  $2\pi h = 0.8$  e  $1.2$ , mas é praticamente o mesmo para  $2\pi h = 2.0$ . Entretanto, para  $P_{in} \geq 6$  dBm, a proposta desta dissertação confirma a sua robustez perante não linearidades também em enlaces de longo alcance sem compensação de dispersão. A redução de PAPR concebido pela proposta de transmissão de sinais com envoltória constante sustenta a manutenção do desempenho do sistema DDO-CE-OFDM em todos os  $2\pi h$  simulados, enquanto que o desempenho do sistema DDO-OFDM decresce rapidamente com a potência de entrada na fibra.

Simulações de desempenho BER versus  $OSNR$  também foram realizadas com o objetivo de confirmar a diferença de desempenho entre os sistemas comparados nos resultados

<sup>4</sup>Valor pelo qual pode-se afirmar que o desempenho do sistema DDO-CE-OFDM é melhor.

<sup>5</sup>Este resultado indica que eventos errôneos não ocorreram. Tais eventos aconteceriam se um número maior de bits ou símbolos CE-OFDM forem transmitidos.

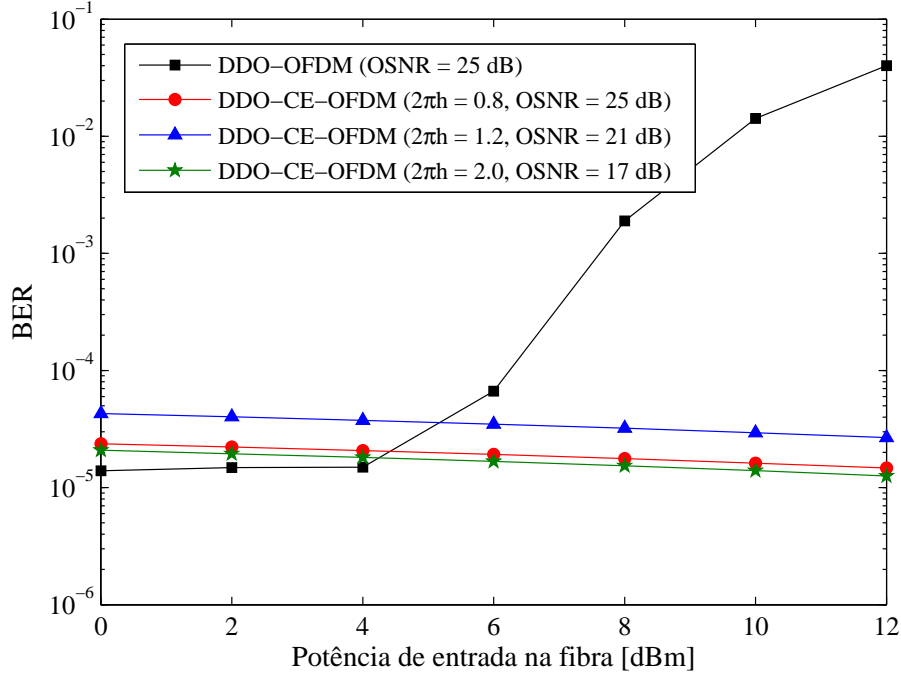


Figura 51: Desempenho dos sistemas DDO-OFDM convencional e DDO-CE-OFDM após 960 km de fibra SMF padrão sem compensação de dispersão.

até agora analisados. A taxa de erro de bits foi calculada mediante contagem direta de bits errados obtidos da comparação entre os  $\sim 2700000$  bits transmitidos e recebidos. Assume-se que o ruído ASE<sup>6</sup> é dominante, sendo modelado como um ruído aditivo AWGN. Os resultados da Figura 52 foram obtidos para a distância de transmissão  $L = 960$  km, potência óptica de entrada na fibra  $P_{in} = 8$  dBm e CSRR = 0 dB.

O piso registrado na curva de BER mostrado na Figura 52 anuncia o drástico desempenho de sistemas OFDM ópticos convencionais sem nenhuma técnica de redução de PAPR para elevadas intensidade de potência de sinal na entrada da fibra. Já no sistema DDO-CE-OFDM, uma taxa de erro menor que  $1 \times 10^{-5}$  é alcançada em OSNR = 18 dB para índice de modulação de fase elétrica  $2\pi h = 2.0$ . O desempenho do esquema de transmissão proposto é melhor que o DDO-OFDM comum para  $2\pi h = 0.8$  e  $1.2$  quando os valores de OSNR atingem respectivamente 16 e 20 dB. Estes resultados enfatizam a melhor tolerância a não linearidades NLT da transmissão OFDM com envelope constante em sistemas de comunicações ópticas quando comparado ao tradicional DDO-OFDM, para elevados índices  $h$  mesmo sabendo que estes alargam o espectro do sinal inserido na fibra. Tanto que os ganhos elucidados na Figura 52 para  $BER = 1 \times 10^{-3}$  são  $\approx 3.5$  e 7.5 dB para  $2\pi h = 1.2$  e  $2.0$  respectivamente, quando comparados com  $2\pi h = 0.8$ .

<sup>6</sup>Considera-se que os amplificadores têm elevados ganhos ao ponto do ruído ASE ser dominante.

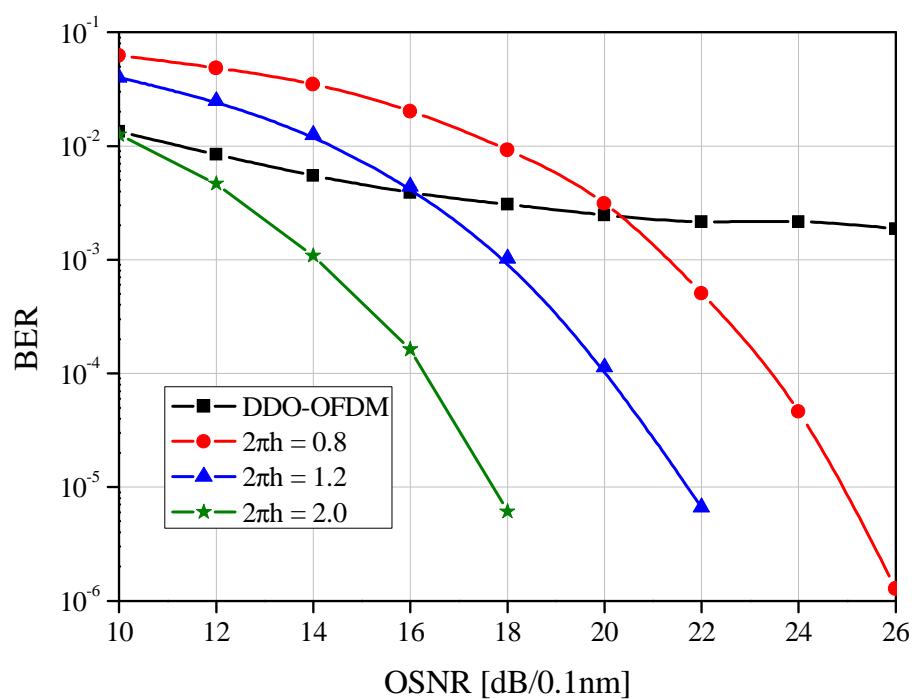


Figura 52: BER em função da OSNR após propagação não linear através de 960 km de SMF padrão sem compensação de dispersão, para a potência óptica de entrada na fibra  $P_{in} = 8$  dBm.

## 7 *Conclusões e Trabalhos Futuros*

A compensação eletrônica de dispersão, nos termos que é realizada, de fato lidera a lista de vantagens derivadas da aplicação da técnica OFDM, há muito investigado e adotado como padrão de sistemas robustos de transmissão sem fio, em sistemas de comunicação óptica. Porém, as taxas de amostragem requeridas nos transceptores até o presente momento inviabilizam a transmissão em tempo real de sinais que, por multiplexarem múltiplas portadoras, apresentam elevada excursão de amplitude. Abordou-se nesta Tese de forma ampla a preocupação oriunda da transmissão de sinais de alto PAPR em sistemas ópticos de modulação de intensidade e detecção direta IMDD. Foi então proposto um sistema DDO-CE-OFDM que, ao modular eletricamente a fase de uma portadora com o sinal OFDM, fixa o valor da PAPR em 3 dB transformando os sinais modulantes na entrada de moduladores ópticos em sinais multiportadoras com envelope ou envoltória constante, com o principal objetivo de:

- Combater não linearidades inseridas por moduladores ópticos externos do tipo Mach-Zehnder que degradam o desempenho dos sistemas de transmissão de sinais OFDM ópticos com o parâmetro PAPR em patamares elevados. Dependendo do ponto de polarização do MZM, tais não linearidades podem degradar a transmissão principalmente se for polarizado em regiões acima do ponto de quadratura que maximizam a transferência de potência.
- Minimizar os efeitos não lineares caracterizados pela componente Kerr, efeitos estes intrínsecos à transmissão de símbolos OFDM pela fibra em regime de propagação não linear. De fato, a PAPR destes sinais restringem a potência de entrada na fibra devido a não linearidades oriundas do efeito da automodulação de fase (SPM).

Para viabilizar o primeiro objetivo específico estipulado, elaborou-se neste trabalho uma estratégia para amenizar o compromisso entre a polarização do MZM e a sensibilidade do receptor, polarizando o modulador óptico em quadratura com os sinais OFDM com

envelope constante e ampliando a faixa de variação do índice de modulação óptica OMI de sistemas DDO-OFDM comuns. Simulações computacionais realizadas com o objetivo de otimizar os índices de modulação de fase elétrica e modulação de intensidade óptica, além da polarização do MZM permitiram especificar um sistema DDO-CE-OFDM de 10 Gb/s em uma largura de banda igual a 3.54 GHz, composta de 768 subportadoras mapeadas em 16-QAM e espaçadas em 1.73 MHz. Tal sistema revelou-se capaz de combater os efeitos não lineares acima citados permitindo polarizar o Mach-Zehnder em quadratura ( $V_{bias} = 0.5V_{\pi}$ ) e melhorando tanto a sensibilidade do receptor ( $OMI = 0.4$ ) quanto a eficiência espectral (redução da banda de guarda) para  $2\pi h = 0.7$ , quando comparado com os sistemas OFDM ópticos convencionais. Como prova de conceitos foi elaborado e montado um experimento prático que, salvas as limitações técnicas, com sucesso ( $EV M = -23$  dB para  $OMI = 0.14$ ) transmitiu sinais OFDM DSB com envoltória constante a 1.4 Gb/s em 500 MHz de largura de banda total em um enlace óptico com ruído ASE a OSNR igual a 32 dB.

Porém, para atender ao segundo requisito também estipulado como objetivo desta Tese, foram necessárias algumas modificações no diagrama do sistema DDO-CE-OFDM utilizado nas simulações cujos resultados foram acima descritos. Na nova implementação optou-se por inserir a portadora na saída do MZM, polarizando-o no seu ponto de intensidade nula (polarização óptica) para melhor domínio do parâmetro CSPR. Além disso e por causa disso, a equalização elétrica de um atraso passou a ser realizada no domínio da frequência (menor complexidade computacional) assim como ocorre nas multiplexações OFDM padronizadas nos sistemas de comunicação sem fio. Os resultados de simulação comprovaram a enorme tolerância a não linearidades oriundas do efeito Kerr do sistema DDO-CE-OFDM com polarização óptica proposto a 10 Gb/s com 1023 subportadoras mapeadas em 16-QAM ocupando uma banda de 2.66 GHz em 960 km de fibra SMF padrão e sem compensação óptica de dispersão, quando comparado com os sistemas DDO-OFDM convencionais. Para uma potência de entrada na fibra igual a 10 dBm por exemplo, as taxas de erro de bits para o sistema proposto e o convencional foram aproximadamente  $1 \times 10^{-5}$  e  $1 \times 10^{-2}$  respectivamente. Este ganho ilustra a capacidade da transmissão com envelope constante (PAPR reduzido) DDO-CE-OFDM para os índices de modulação de fase elétrica  $2\pi h = 1.2$  e 2.0, apesar de um pequeno e inevitável acréscimo na complexidade e largura de banda do sistema.

Avaliar a robustez do sistema DDO-CE-OFDM proposto perante as não linearidades intrínsecas ao modelo de propagação em regime não linear na fibra, para taxas de transmissão superiores a 100 Gb/s é um desafio a ser levado em conta em um trabalho futuro

a curto prazo. A adaptação da idéia para sistemas de detecção coerente é outra sugestão para conceber uma alternativa de comunicação óptica em enlaces de longo alcance, uma vez que é do entendimento do autor desta Tese que a complexidade no setor de recepção coerente de um sinal com envelope constante nos termos em que foi descrito na proposta pode ser reduzida uma vez que apenas a componente de fase precisa ser detectada. A avaliação de degradação de desempenho oriundo da modulação cruzada de fase deverá ser feita em estudos que envolvem transmissão de sinais OFDM ópticos com envelope constante em sistemas com multiplexação por comprimento de onda.

Por fim, entende-se que a criação de um modelo matemático que permita descrever analiticamente o desempenho BER versus OSNR do sistema DDO-CE-OFDM se faz necessário haja vista as facilidades em termos de custo computacional, comparação entre modelos e curvas de simulação, entre outros, provenientes de modelos desta natureza. A maneira eficiente com que sistemas OFDM aplicadas às comunicações ópticas lidam com a dispersão para minimizar a ISI aliada à robustez no combate a não linearidades proveniente da propagação de sinais com envoltória ou envelope constante, certamente atenderá à demanda por simplicidade de projeto de enlaces e otimização do mapa de dispersão nas redes de reconfiguração dinâmica.



## *Referências*

- AGRAWAL, G. P. *Nonlinear Fiber Optics*. San Diego, California: Academic Press, 1995. ISBN 0-12-045142-5.
- ALI, A.; LEIBRICH, J.; ROSENKRANZ, W. Spectrally efficient OFDM-transmission over single-mode fiber using direct detection. *Proceedings of the 13th International OFDM-Workshop*, p. 1–5, 2008.
- ALI, A. et al. Optical biasing in direct detection optical-OFDM for improving receiver sensitivity. *OFC*, 2010.
- ALI, A. et al. Optical biasing in direct detection optical-OFDM for improving receiver sensitivity. In: *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3.
- ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. [S.l.]: Prentice Hall, 2007. ISBN 0132225522.
- ARMSTRONG, J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *IEE Electron. Lett.*, p. 246–247, 2002.
- BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Optimized dispersion compensation using orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 16, 2008.
- BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Comparision of orthogonal frequency-division multiplexing and on-off keying in amplified direct-detection single-mode fiber systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 12, 2010.
- BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, v. 28, n. 5, p. 5–14, Maio 1990.
- CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 45, p. 1775–1796, Dezembro 1966.
- CHANG, R. W.; GIBBY, R. A. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-16, p. 529–540, Agosto 1968.
- CHUNG, C.-D. Spectral precoding for constant-envelope OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, v. 58, n. 2, 2010.
- CIMINI, L. J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, COM-33, n. 37, p. 665–675, Julho 1985.

- CIOFFI, J. M. Digital communications, chapter 4: Multichannel modulation. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.stanford.edu/class/ee379c/>, Acesso em 08/08/2006. 2003.
- COURA, D. J. C.; SILVA, J. A. L.; SEGATTO, M. E. V. A bandwidth scalable OFDM passive optical network for future access network. *Photon Netw Commun*, 2009.
- D'ANDREA, A. N.; LOTTICI, V.; REGGIANNINI, R. Nonlinear predistortion of OFDM signals over frequency-selective fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, p. 837–43, 2001.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B.; NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais*. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2004. ISBN 8536304189.
- DJORDJEVIC, I. B.; VASIC, B. Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission. *Optics Express*, p. 3767–3775, 2006.
- DOELZ, M. L.; HEALD, E. T.; MARTIN, D. L. Binary data transmission techniques for linear systems. *Proc. IRE*, p. 656–661, Maio 1957.
- GOEBEL, B.; HELLERBRAND, S.; HANIK, N. Link-aware precoding for nonlinear optical OFDM transmission. *OFC/NFOEC Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference OFC/NFOEC*, OSA Optical Society of America, 2010.
- GOEBEL, B. et al. PAPR reduction techniques for coherent optical OFDM transmission. *ICTON International Conference on Transparent Optical Networks*, 2009.
- HAN, S. H.; LEE, J. H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Wireless Communications*, 2005.
- HANZO, L.; WEBB, W.; KELLER, T. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. Baffins Lane, England: John Wiley and Sons, 2000. ISBN 0471492396.
- HANZO, L.; WEBB, W.; KELLER, T. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. Baffins Lane, England: John Wiley and Sons, 2000. ISBN 0471492396.
- HARA, S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. [S.l.]: Artech House, 2003. ISBN 1580534821.
- HARA, S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2003. ISBN 1580534821.
- HAYKIN, S. *Digital Communication*. Singapore: John Wiley and Sons, 1988. ISBN 0471629472.
- HIROSAKI, B. An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-28, p. 73–83, Janeiro 1980.
- HIROSAKI, B. An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. Commun.*, COM-29, n. 7, p. 982–989, Julho 1981.

- HO, K.-P. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. [S.l.]: Springer, 2005. ISBN 978-0387-24392-4.
- JANSEN, S. L. et al. 121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000-km of SSMF. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, 2009.
- JANSEN, S. L. et al. Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 1, 2008.
- JANSEN, S. L. et al. 20-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf.*, 2007.
- JANSEN, S. L. et al. 100GBE: QPSK versus OFDM. *Optical Fiber Technology*, 2009.
- JAYALATH, A. D. S.; TELLAMBURA, C. Reducing the peak-to-average power ratio of orthogonal frequency division multiplexing signal through bit or symbol interleaving. *IEE Elect. Lett.*, p. 1161–63, 2000.
- JONES, A. E.; WILKINSON, T. A.; BARTON, S. K. Block coding schemes for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission scheme. *Elect. Lett.*, p. 2098–99, 1994.
- KAMINOW, I. P.; LI, T.; WILLNER, A. E. *Optical Fiber Telecommunications V B: Systems and Networks*. [S.l.]: Elsevier, 2008. ISBN 978-0-12-374172-1.
- KLENNER, P. Communications technology laboratory, the OFDM multi carrier system. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.ant.uni-bremen.de/whomes/klenner/> Acesso em 08/08/2006. 2004.
- KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L. PAPR reduction in OFDM via active constellation extension. *IEEE Trans. Broadcast.*, p. 258–68, 2003.
- KRONGOLD, B. S.; TANG, Y.; SHIE, W. Fiber nonlinearity mitigation by PAPR reduction in coherent optical OFDM systems via active constellation extension. *ECOC European Conference and Exhibition on Optical Communication*, September 2008.
- LEIBRICH, J. et al. Impact of modulator bias on the OSNR requirement of direct-detection optical OFDM. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, 2009.
- LOWERY, A. J. Amplified-spontaneous noise limit of optical OFDM lightwave systems. *Optics Express*, v. 16, 2008.
- LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, J. Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf.*, 2007.
- NEE, R. V.; PRASAD, R. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. [S.l.]: Artech House, 2000. ISBN 0890065306.
- NEE, R. van; WILD, A. de. Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM. *IEEE VTC*, p. 2072–76, 1998.

- OCHIAI, H.; IMAI, H. On the distribution of peak-to-average power ratio in OFDM signals. *IEEE Transactions on Communi*, p. 282–89, 2001.
- PECHENKIN, V.; FAIR, I. J. Correlation between peak-to-average power ratio and four-wave mixing in optical OFDM sustems. *Journal of Optical Communications Networks*, v. 1, n. 7, December 2009.
- PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *IEEE International Conference on ICASSP '80.*, v. 5, p. 964–967, Abril 1980.
- PENG, W. et al. Theoretical and experimental investigations of direct-detected RF-tone-assisted optical OFDM systems. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 10, 2009.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão OFDM. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, Junho 2002.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communication*. Singapore: McGraw-Hill, Inc., 1995. ISBN 0070517266.
- RUIZ, A.; CIOFFI, J. M.; KASTURIA, S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, Junho 1992.
- SALTZBERG, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-15, p. 805–811, Dezembro 1967.
- SCHMIDT, B. J. C.; LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 1, 2008.
- SCHMIDT, B. J. C. et al. 100 Gbit/s transmission using single-band direct-detection optical ofdm. *Proceedings of Opt. Fiber Commun. Conf. Paper PDPC3*, 2009.
- SHIEH, W.; ATHAUDAGE, C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing. *Electron. Lett*, p. 587–589, 2006.
- SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*. [S.l.]: Elsevier, 2010. ISBN 978-0-12-374879-9.
- SILVA, J. A. L. et al. Experimental demonstration of a direct-detection optical constant envelope OFDM system. *SPPCOM Signal Processing Photonic Communication*, 2010.
- SILVA, J. A. L.; VALENTIM, B. L.; SEGATTO, M. E. V. Avaliação de efeitos não lineares em sistemas OFDM pela figura de mérito EVM. *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2009*, Setembro 2009.
- SILVA, J. L. *Análise de Desempenho de um Sistema COFDM para Comunicação via Rede Elétrica*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, ES, Brasil, 2006.

SILVA, J. L. et al. Técnica OFDM aplicada a power line communications. *II Citenel.*, v. 2, p. 1071–1074, Novembro 2003.

TADEU, D. *Comparação das técnicas de modulação aplicadas às comunicações via rede elétrica*. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, ES, Brasil, Julho 2004.

TANNURE, R. *Efeitos da Interação Não Linear entre Sinal e Ruído em Sistemas Ópticos multiamplicados*. Dissertação (Dissertação Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, ES, Brasil, Janeiro 2000.

TELLADO, J. *Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*. Dissertação (Mestrado) — Stanford University, 2000.

THOMPSON, S. C. *Constant Envelope OFDM Phase Modulation*. Dissertação (Mestrado) — University of California, 2005.

THOMPSON, S. C. et al. Contant envelope binary OFDM phase modulation: Spectral containment, signal space properties and performance. *IEEE Milcom*, p. 1129–1135, 2004.

THOMPSON, S. C. et al. Constant envelope OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 2008.

THOMPSON, S. C.; PROAKIS, J. G.; ZEIDLER, J. R. Contant envelope binary OFDM phase modulation. *IEEE Milcom*, p. 621–26, 2003.

WEINSTEIN, S. B.; EBERT, P. M. Data transmission by frequêncy-division multiplexing using discrete Fourier transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-19, n. 5, p. 628–634, Outubro 1971.

## *APÊNDICE A – Ortogonalidade das Subportadoras OFDM*

O procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt afirma que um conjunto de  $M$  sinais de energia,  $\{s_i(t)\}$ , definidos no intervalo  $[0, T)$ , pode ser representado como uma combinação linear de  $N \leq M$  funções reais de uma base ortonormal,  $\{\psi_1(t), \dots, \psi_N(t)\}$  (HAYKIN, 1988). Ou seja, a cada  $T$  segundos é possível representar  $s_i(t)$  como

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \cdot \psi_j(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (\text{A.1})$$

onde, o coeficiente de valor real,  $s_{ij}$ , dado por

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \cdot \psi_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad e \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.2})$$

representa a projeção de  $s_i(t)$  na função de base  $\psi_j(t)$  e

$$\int_0^T \psi_i(t) \cdot \psi_j(t) = \begin{cases} k & \text{se } i = j, \\ 0 & \text{se } i \neq j, \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

para um  $k$  constante. A equação (A.3) declara que as funções  $\psi_j(t)$  são ortogonais no intervalo  $0 \leq t \leq T$ .

No sistema multiportadoras com subcanais centralizados em frequências  $f_i = f_0 + i(B_N)$  (para qualquer  $f_0$  e  $B_N$  a largura de banda de cada subcanal), as subportadoras não sobrepostas são ortogonais uma vez que a interpretação do procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt é perfeitamente aplicável, pois o símbolo OFDM de coeficientes reais, que é transmitido no canal é dado por,<sup>1</sup>

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \Re \{ s_i \cdot g_{Tx}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t} \} = \sum_{i=0}^{N-1} [a_i \cos(2\pi f_i t) - b_i \sin(2\pi f_i t)], \quad (\text{A.4})$$

---

<sup>1</sup>Consulte o apêndice B.

onde  $s_i = a_i + jb_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal  $i$  centrado na frequência  $f_i = f_0 + i(B_N)$  para subportadoras não sobrepostas,  $g_{Tx}$  retangular,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$  e  $i = 1, \dots, N - 1$ .

A Figura 53 mostra que se as suportadoras forem sobrepostas de forma que a separação em frequência das mesmas seja  $\Delta_f = B_N = \frac{1}{T_N}$ , a ortogonalidade mútua entre as subportadoras se mantém pois, pela equação (A.4), a base de funções é composta pelas funções,

$$\phi_1(t) = \cos(2\pi f_i t), \quad (\text{A.5})$$

$$\phi_2(t) = \sin(2\pi f_i t), \quad (\text{A.6})$$

as quais satisfazem a condição (A.3) haja visto que:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_N} \phi_1^2(t) dt &= \int_0^{T_N} \frac{1 + \cos(4\pi f_i t)}{2} \cdot dt \\ &= \frac{T_N}{2} + \frac{\sin(4\pi f_i T_N)}{8\pi f_i T_N} \\ &\approx \frac{T_N}{2} \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} \int_0^{T_N} \phi_1(t)\phi_2(t) dt &= \int_0^{T_N} \frac{\sin(4\pi f_i t)}{2} \cdot dt \\ &= -\frac{\cos(4\pi f_i T_N)}{8\pi f_i T_N} \\ &\approx 0 \end{aligned}$$

onde a aproximação se dá pois  $f_i T_N \gg 1$ , limitando o numerador das funções em um e aproximando o denominador para zero.

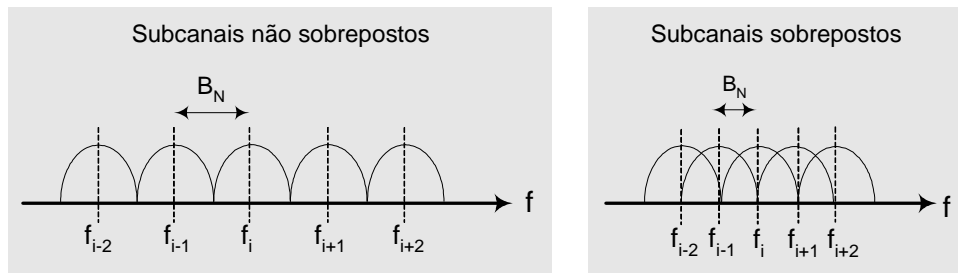


Figura 53: Sobreposição espectral. Observe que a largura de banda de cada subcanal diminui 50% com a sobreposição.  $\Delta_f = \frac{1}{T_N} = B_N$ .

A mesma ortogonalidade é também mantida se a aplicação do sistema OFDM for para comunicações sem fio (*wireless*), onde é desejável que o sinal na saída do transmissor seja complexo <sup>2</sup> e matematicamente expresso por,

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t},$$

pois, para duas subportadoras  $e^{j2\pi f_1 t}$  e  $e^{j2\pi f_2 t}$ ,

$$\int_0^{T_N} e^{j2\pi f_1 t} \cdot e^{j2\pi f_2 t} dt = \int_0^{T_N} e^{j2\pi(f_1 - f_2)t} dt = \begin{cases} T_N & \text{se } i = j, \\ 0 & \text{se } i \neq j. \end{cases}$$

---

<sup>2</sup>Normalmente, este sinal é deslocado para uma determinada frequência central  $f_c$ .



## *APÊNDICE B – Descrição Matemática de um Sinal OFDM*

A saída do operador IDFT produz um símbolo OFDM de tempo discreto, matematicamente escrito como,

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}, \quad (\text{B.1})$$

onde  $N$  é o número de subportadoras,  $s_i = a_i + jb_i$  o subsímbolo  $i$  e  $0 \leq n \leq T_N$ .

Se a intenção é transmitir sinais reais, deve-se gerar símbolos OFDM com coeficientes reais a partir dos subsímbolos complexos, ou seja, a saída da IDFT deve fornecer símbolos  $s[n]$  dados por

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} \Re\{s_i \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}\}. \quad (\text{B.2})$$

Fazendo,

$$\begin{aligned} z_1 &= s_i = a_i + jb_i \\ z_2 &= e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}} = \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) + j \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \\ x_1 &= a_i \\ x_2 &= \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \\ y_1 &= b_i \\ y_2 &= \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right), \end{aligned}$$

obtem-se a partir da propriedade da multiplicação de números complexos,<sup>1</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} \left[ a_i \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) - b_i \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \right]. \quad (\text{B.3})$$

---

<sup>1</sup> $Z = z_1 \cdot z_2 = (x_1 + jy_1)(x_2 + jy_2) = (x_1x_2 - y_1y_2) + j(x_1y_2 + x_2y_1)$ .  $\Re(Z) = (x_1x_2 - y_1y_2)$ .

Por razões analíticas, a expressão da equação (B.3) pode ser melhor expressa em termos da amplitude e da fase do sinal  $s[n]$ :

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{N} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (\text{B.4})$$

onde  $A_i = (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}}$  e  $\phi_i = \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right)$  representam respectivamente a "envoltória" e a fase do subsímbolo. Portanto, a equação (B.4) contém a mesma informação que a representação do sinal OFDM descrito em termos dos componentes em fase e quadratura da equação (B.3), uma vez que, pelas identidades trigonométricas,<sup>2</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot \left[ \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \cos(\phi_i) - \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \sin(\phi_i) \right].$$

Como  $\cos(\phi) = \frac{a_i}{A_i}$  e  $\sin(\phi) = \frac{b_i}{A_i}$ ,

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[ A_i \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \frac{a_i}{A_i} - A_i \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \frac{b_i}{A_i} \right], \\ s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[ a_i \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) - b_i \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \right]. \end{aligned}$$

Comprova-se então, a possibilidade de se usar a simetria Hermitiana na implementação do transmissor OFDM. Essa propriedade se torna uma boa alternativa para a obtenção de coeficientes reais na saída da IFFT, haja vista a semelhança da equação (B.4) com a que descreve o símbolo OFDM contendo  $L$  coeficientes reais, aqui reeditada:

$$s[n] = \sum_{i=0}^{L-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (\text{B.5})$$

onde  $L = 2N + 2$ .

---

<sup>2</sup> $\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) - \sin(a) \sin(b)$

## *APÊNDICE C – Cálculo do Máximo PAPR de Sinais OFDM*

No tempo discreto, a razão potência de pico e potência média do sinal, PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) é dado por

$$PAPR = \frac{\max |s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}. \quad (\text{C.1})$$

As amostras de um sinal OFDM na saída do bloco IFFT são naturalmente escritas como

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} S_i \cdot e^{j\frac{2\pi in}{N}}. \quad (\text{C.2})$$

Considerando  $N$  (suficientemente grande) variáveis aleatórias iid Gaussianas,  $S_i$  com  $0 \leq i \leq N-1$ , de média zero e potência unitária, tem-se que,

$$E[|S_0 + S_1 + \dots + S_{N-1}|^2] = E|S_0|^2 + E|S_1|^2 + \dots + E|S_{N-1}|^2 = N. \quad (\text{C.3})$$

Do calculo do máximo valor de pico,

$$\max[|S_0 + S_1 + \dots + S_{N-1}|^2] = N^2, \quad (\text{C.4})$$

obtem-se

$$PAPR = \frac{N^2}{N} = N \quad (\text{C.5})$$

## *APÊNDICE D – Função Característica do MZM usado nos Experimentos*

O modulador Mach-Zehnder (MZM) é sem dúvida o dispositivo óptico mais abrangente no sistema proposto, visto que a sua polarização detém influência preponderante na presença de não linearidades e na sensibilidade no receptor e consequentemente no desempenho do sistema DDO-CE-OFDM como um todo. Considera-se portanto, importante relatar o trabalho realizado durante a caracterização da função de transferência de potência do modulador, cujo esquema de ligação é mostrado na Figura 54.a). O modulador de intensidade Sumitomo de 10 Gb/s e  $V_\pi \approx 4$  V na fotografia da Figura 54.b) foi utilizado nos experimentos laboratoriais.

A cada valor DC  $V_{bias}$  aplicado à entrada RF do MZM media-se, com o auxílio de um medidor de potência óptica, a potência do campo óptico na saída do mesmo perante a presença de um campo óptico de entrada proveniente de um Laser DFB centrado em 193.1 THz e com 10 dBm de potência. A repetição deste procedimento para tensões de polarização entre 7.7 e 0.3 V teve como resultado a função de transferência de potência medida da Figura 55. A função teórica dada pela expressão matemática mostrada no interior da Figura é fornecida pelo catálogo do dispositivo.

Observa-se pela Figura 55 que a máxima potência de saída do MZM é 4.7 dBm quando o mesmo é polarizado em  $V_{bias} = 0.5V_\pi$  para  $V_\pi \approx 4$  V conforme comprovam as curvas Medida e Teórica.

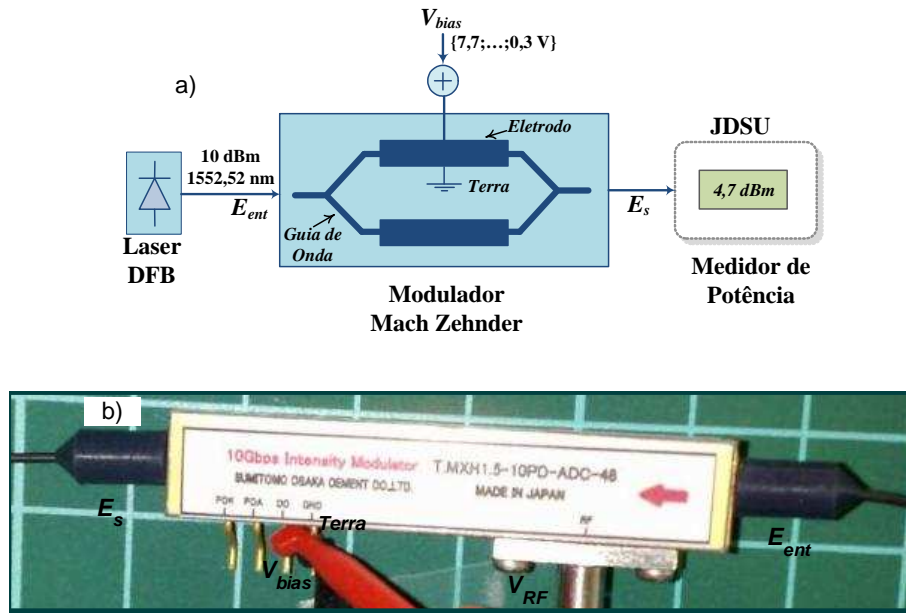


Figura 54: a) Esquema de medição da função de transferência de potência do modulador óptico. b) Mach-Zehnder usado nos experimentos.

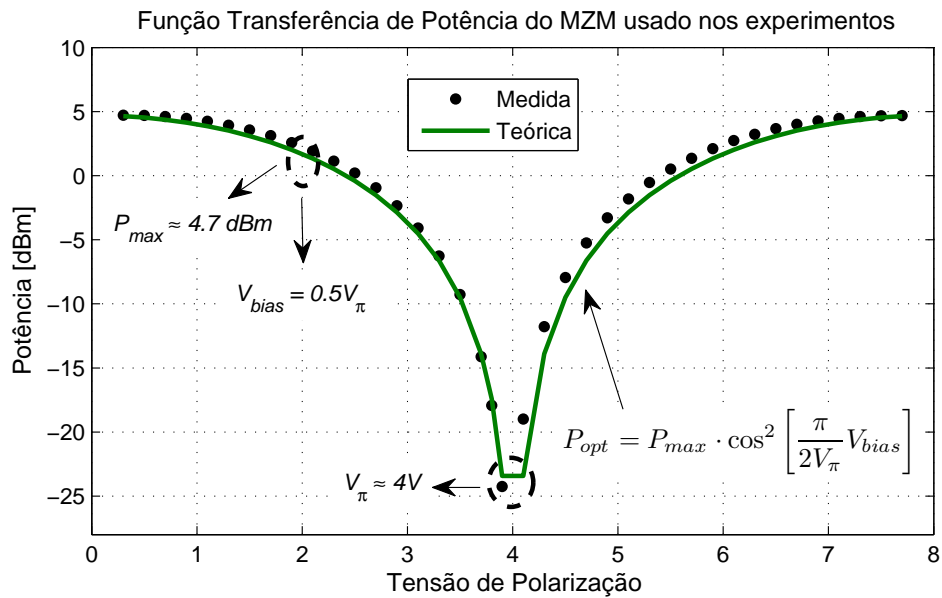


Figura 55: Funções de transferência de potência medida (linha contínua) e teórica (pontilhada) do modulador óptico Mach-Zehnder utilizado nos experimentos. A equação da curva teórica é mostrada no interior da figura.

## *APÊNDICE E – Termos e Definições*

Este apêndice descreve de forma sucinta a terminologia básica utilizada nesta Tese. Descreve-se portanto o significado dos principais termos relacionados aos sistemas ópticos DDO-OFDM e DDO-CE-OFDM que foram empregados neste trabalho de investigação.

1. **PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*)**: É a razão entre a potência máxima e a potência média de um sinal. Os sinais OFDM são caracterizados por altos valores de PAPR.
2. **CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*)**: Esta sigla é designada para sistemas que transmitem sinais OFDM com envoltória ou envelope constante. Estes sinais podem ser gerados modulando-se a fase de uma portadora elétrica, sendo o símbolo OFDM o sinal modulante.
3. **IMDD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*)**: Este termo é reservado aos sistemas ópticos que utilizam a modulação de intensidade e detecção direta.
4. **DDO-OFDM (*Direct-Detection Optical OFDM*)**: Esta é a designação atribuída aos sistemas ópticos que empregam a modulação OFDM com detecção direta.
5. **DDO-CE-OFDM (*Direct-Detection Constant-Envelope Optical OFDM*)**: Esta é a denominação do sistema OFDM óptico proposto nesta Tese. Neste sistema são transmitidos sinais OFDM com envoltória constante para reduzir efeitos não lineares oriundos de sinais com PAPR alto.
6.  **$2\pi h$** : Este é o parâmetro que multiplicado ao sinal OFDM comum permite analisar o efeito do índice de modulação de fase elétrica  $h$  no sistema DDO-CE-OFDM.
7.  **$\text{OMI} = (V_{in})_{RMS}/V_{\pi}$** : O índice de modulação óptico OMI (*Optical Modulation Index*) permite determinar a amplitude do sinal OFDM na entrada do modulador óptico MZM (Mach-Zehnder), em relação à tensão de chaveamento  $V_{\pi}$  do MZM.

8. **Polarização Elétrica ou *Electrical Biasing***: A polarização elétrica é definida quando o modulador MZM é polarizado em um ponto diferente do ponto de intensidade nula ( $V_{bias} = V_{\pi}$ ). A escolha desse ponto depende da relação de compromisso entre a potência da portadora óptica inserida e as não linearidades geradas pela polarização do MZM.
9. **Polarização Óptica ou *Optical Biasing***: A polarização óptica é definida quando o modulador MZM é polarizado no ponto de intensidade nula. Ou seja, nenhuma portadora óptica é gerada na saída do MZM. A portadora deve ser inserida no domínio óptico. Os efeitos não lineares do modulador óptico são minimizados.
10. **CSPR (*Carrier-to-Signal Power Ratio*)**: Este parâmetro mensura a razão entre a potência da portadora óptica e a potência do sinal OOFDM (*Optical OFDM*) com banda lateral única.  $CSPR = 0$  dB significa igualdade entre as potências.
11. **Sensitividade ou Sensibilidade do receptor**: Designa a potência óptica mínima recebida para prover uma taxa de erro de bits desejada. Depende portanto, da relação entre a potência do sinal e a potência do ruído do sistema.